



Conception et caractérisation de filtres et systèmes antennaires reconfigurables chargés par des résonateurs Métamateriaux sub-longueurs d'onde

Hicham Lalj

► To cite this version:

Hicham Lalj. Conception et caractérisation de filtres et systèmes antennaires reconfigurables chargés par des résonateurs Métamateriaux sub-longueurs d'onde. Sciences de l'ingénieur [physics]. INSA de Rennes, 2014. Français. NNT : 2014ISAR0022 . tel-01127546

HAL Id: tel-01127546

<https://theses.hal.science/tel-01127546>

Submitted on 7 Mar 2015

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.



THESE INSA Rennes
sous le sceau de l'Université européenne de Bretagne

pour obtenir le titre de

DOCTEUR DE L'INSA DE RENNES
Spécialité : Electronique et télécoms

présentée par

Hicham LALJ

ECOLE DOCTORALE : MATISSE

LABORATOIRE : IETR

Conception et caractérisation de
filtres et systèmes antennaires
reconfigurables chargés par des
résonateurs Métamatériaux sub-
longueurs d'onde

Thèse soutenue le 14.04.2014

devant le jury composé de :

Ala SHARAIHA

Professeur, Université de Rennes 1/ *examineur /Président du jury*

Victor FOUAD HANNA

Professeur, Univ. Pierre et Marie Curie, Paris / *rapporteur*

Damienne BAJON

Professeur, ISAE Toulouse / *rapporteur*

Mohamad ESSAIDI

Professeur, (ENSIAS) / *examineur*

Hafid GRIGUER

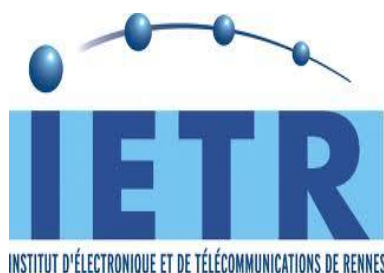
Professeur, EMSI Rabat / *Examineur*

M'hamed DRISSI

Professeur, INSA de Rennes / *Directeur de thèse*

Conception et caractérisation de filtres et systèmes antennaires reconfigurables chargés par des résonateurs Métamateriaux sub-longueurs d'onde

Hicham LALJ



En partenariat avec



La théorie, c'est quand on sait tout et que rien ne fonctionne.
La pratique, c'est quand tout fonctionne et que personne ne sait pourquoi.
Ici, nous avons réuni théorie et pratique : Rien ne fonctionne... et personne
ne sait pourquoi !
[Albert Einstein]

A Mes parents

A mon frère

A mon épouse

Remerciements

Cette thèse a été effectuée sous le sceau de l'Université Européenne de Bretagne (UEB) à l'Institut National des Sciences Appliquées (INSA de Rennes), au sein du groupe Antennes et Hyperfréquence de l'Institut d'Electronique et de Télécommunication de Rennes (IETR). Ce travail de recherche a été mené en collaboration avec l'Ecole Marocaine des Sciences de l'Ingénieur (EMSI Rabat) dont je tiens à remercier les membres fondateurs d'avoir accepté le financement de cette thèse.

En premier lieu je remercie Monsieur le Professeur Kamal Dissaoui (Président de l'EMSI Rabat), de m'avoir fait confiance en m'intégrant dans son école, et de me donner la possibilité de continuer mes études de doctorat.

Je tiens à exprimer ma profonde et sincère expression de remerciement à mon Directeur de these, Monsieur le Professeur M'hamed Drissi, pour la confiance qu'il m'a accordée, pour sa disponibilité, ses conseils et ses idées innovantes tout au long de mes quatre ans de thèse. J'ai appris avec lui comment développer mon sens d'écoute, d'analyse et de communication. A travers sa longue expérience combinant l'ingénierie, la recherche scientifique, l'enseignement et finalement la direction. Mon travail de thèse est passé par toutes les étapes nécessaires d'un travail de recherche réussi, à savoir : la détection d'une idée innovante, l'élaboration des résultats, la publication, et finalement la valorisation par un prix d'innovation.

Je ne trouve pas les mots pour exprimer mes sincères remerciements à Monsieur hafid GRIGUER, qui a détecté en moi des aptitudes à la recherche scientifique, qui m'a soutenu, poussé et motivé durant ces quatre années et qui a contribué à la réussite de cette thèse par ses questions, ses remarques pertinentes, ses idées, ses orientations et finalement son suivi.

Je remercie vivement le Professeur Victor Fouad Hanna, de l'UMPC, Paris, Professeur Damien BAJON, de l'ISAE, Toulouse, Professeur Ala SHARAIHA, de l'Université de Rennes 1, et le Professeur Mohamed Essaaidi, directeur de l'INSEAS, Rabat, qui me font l'honneur d'accepter de juger ce travail.

J'adresse mes vifs remerciements à toute l'équipe de l'IETR, particulièrement à Mme Jacqueline LEJAS pour les prototypes fabriqués avec un grand professionnalisme.

Mes collègues à l'EMSI Rabat et mes professeurs, trouvez ici, ma haute considération.

Je n'oublie pas de remercier toutes les personnes qui me sont chères, en particulier ma Mère ZNIBRER Amina, mon père LALJ Abdlouahab et mon frère Mohamed LALJ

.

Je ne pourrais terminer ces remerciements sans exprimer ma profonde reconnaissance et gratitude à mon épouse Sanae LERHLALY, qui m'a supporté, soutenu et épaulé durant ces quatre années de thèse.

Table des matières

REMERCIEMENTS	3
LISTE DES FIGURES.....	8
LISTE DES TABLEAUX.....	17
INTRODUCTION GENERALE.....	18
1. ETAT DE L'ART DES STRUCTURES MICRO-ONDES A BASE DE METAMATERIAUX.....	21
1.1 Introduction	22
1.2 Théorie des Métamateriaux.....	22
1.3 Classification des Métamateriaux.....	24
1.3.1 Les Matériaux doublement positifs (DPS).....	24
1.3.2 Les Matériaux à perméabilité négative (MNG).....	25
1.3.3 Les Matériaux à permittivité négative (ENG).....	28
1.3.4 Les Matériaux doublement négatifs (DNG).....	30
1.4 Les Métamateriaux et la modélisation par ligne de transmission.....	31
1.5 Les Métamateriaux et leurs applications de filtrage.....	33
1.6 Les Métamateriaux pour les antennes.....	37
1.7 Conclusion.....	45
2. ETUDE DES CELLULES METAMATERIAUX MIANTURES ET AGILES	47
2.1 Introduction	48
2.2 Démarche de conception des cellules Métamateriaux.....	48
2.3 Conception et analyse des cellules MNG.....	50
2.3.1 La cellule SRR (Split Ring Resonator).....	50
2.3.2 La cellule CSRR.....	54
2.4 Etude de la miniaturisation des cellules SRR.....	56
2.4.1 La miniaturisation par l'optimisation géométrique.....	56
2.4.2 La cellule SRR rectangulaire.....	59
2.5 Etude de l'agilité des cellules Métamateriaux.....	62
2.5.1 Modèle équivalent de la cellule SRR.....	62
2.5.2 Cellule SRR chargée par Z_{ca}	64
2.5.3 Cellule SRR chargée par Z_{cf}	65
2.5.4 Cellule SRR chargée par une diode Varactor.....	67
2.5.5 Cellule SRR chargée par une diode PIN.....	70

2.5.5.1 Etude paramétrique (gap gf).....	70
2.5.5.2 Cellule SRR chargée par une diode PIN.....	71
2.6 Conclusion.....	74
 3. CONCEPTION ET REALISATION DE FILTRES MINIATURES ET AGILES A BASE DE CELLULES METAMATERIAUX.....	76
3.1 Introduction.....	77
3.2 Conception et réalisation des filtres à base de cellules Métamateriaux SRR.....	78
3.2.1 Conception et réalisation du filtre coupe bande.....	78
3.2.2 Conception et réalisation du filtre à multi bande rejetée à base des cellules Métamateriaux SRR.....	88
3.3 Conception d'un filtre passe-bande à base des cellules Métamateriaux SRR.....	91
3.4 Conception et réalisation d'un filtre coupe bande miniature à base de cellules Métamateriaux CSRR.....	93
3.4.1 Conception d'un filtre coupe bande à base de cellules Métamateriaux CSRR.....	93
3.4.2 Miniaturisation du filtre coupe bande.....	97
3.4.2.1 Optimisation des dimensions.....	97
3.4.2.2 Chargement par impédance.....	100
3.4.3 Réalisation et validation expérimentale.....	103
3.5 Etude de l'agilité des filtres coupe bande.....	104
3.5.1 Filtre coupe bande à base des cellules Métamateriaux SRR chargée par une diode PIN.....	104
3.5.2 Filtre coupe bande à base des cellules Métamateriaux CSRR chargée par une diode Varactor.....	107
3.6 Conclusion.....	109
 4. CONCEPTION ET REALISATION DE NOUVELLES STRUCTURES D'ANTENNE ULB A BANDE REJETEE.....	111
4.1 Introduction.....	112
4.2 Antenne ULB.....	112
4.2.1 Définition.....	112
4.2.2 Conception, et simulation de l'antenne ULB.....	113
4.2.3 Réalisation et validation expérimentale.....	115
4.3 Association de l'antenne ULB et des cellules Métamateriaux.....	116
4.3.1 Antenne ULB associée à des cellules SRR en amont.....	117
4.3.1.1 Cellule SRR.....	118
4.3.1.2 Couplage cellule SRR + ligne d'alimentation de l'antenne.....	119
4.3.1.3 Conception, Simulation de l'antenne associée aux cellules SRRs...	120

4.3.1.4 Réalisation et validation expérimentale.....	125
4.3.2 Antenne ULB chargée par des cellules Métamateriaux dans la zone proche de l'élément rayonnant.....	126
4.3.2.1 Antenne monopole ULB chargée par une cellule CSRR.....	127
4.3.2.2 Antenne monopole ULB chargée par une cellule SRR.....	131
4.4 Conclusion.....	136
 5. SYSTEME ANTENNAIRE RECONFIGURABLE POUR DE LA RADIO COGNITIVE.....	138
 5.1 Introduction.....	139
5.2 Technologie Radio Cognitive.....	141
5.3 Système antenne 1 : Antenne ULB à multi-bande rejetée reconfigurable...	141
5.3.1 Antenne ULB associée à un système de filtrage en amont à deux bandes rejetées.....	141
5.3.2 Antenne ULB associée à un système de filtrage en amont à deux bandes rejetées commutables.....	145
5.3.3 Antenne ULB associée à un système de filtrage en amont à bande rejetée Reconfigurable.....	149
5.4 Etude de faisabilité d'un système antenne pour le besoin de la Radio Cognitive.....	151
5.4.1 Antenne ULB associée à un système de filtrage en amont à trois bandes rejetées.....	152
5.4.2 Conception d'une antenne reconfigurable en bande passante.....	155
5.4.2.1 Antenne à commutation de bandes.....	155
5.4.2.2 Antenne à bande passante reconfigurable.....	159
5.5 Conclusion.....	163
 CONCLUSION GENERALE ET PERSPECTIVES.....	164
ANNEXE.....	168
BIBLIOGRAPHIE.....	186
PRODUCTION SCIENTIFIQUE ET VALORISATION.....	196
RESUME	199

Liste des figures

Figure 1.1. (a) Propagation main droite (b) Propagation main gauche [1,2].....	23
Figure 1.2 .Classes de Matériaux en fonction du signe de la permittivité et la perméabilité.....	24
Figure 1.3. Le rouleau suisse (Swiss-Roll) de Pendry [14] (b) la variation de la perméabilité effective réelle et imaginaire en fonction de la fréquence [4].....	25
Figure 1.4. Configuration du Métamateriau <i>MNG</i> à base des <i>SRR</i> proposée par J.Pendry [4].....	26
Figure 1.5. Représentation de la perméabilité effective en fonction de la fréquence selon l'équation 1.8 [4].....	27
Figure 1.6. (a) Premier Prototype Métamateriau proposé par l'équipe de D.R.Smith (b) prototype amélioré [5].....	28
Figure 1.7. Métamateriau <i>ENG</i> forme par un réseau de tige métallique [4].....	29
Figure 1.8. (a) cellule <i>DNG- "SRR+Tige"</i> (b) perméabilité et permittivité de la cellule " <i>SRR+Tige</i> " [5].....	30
Figure 1.9. Cellule DNG sous forme de $\ll \Omega \gg$ [8].....	30
Figure 1.10. (a) Ligne de transmission en fonction de R_s , L_s , C_p , G_p (b) schéma simplifié d'un tronçon Δz de la ligne de transmission [9].....	31
Figure 1.11. (a) modèle de la ligne CRLH-TL (b) Réalisation pratique de la ligne CRLH-TL proposée par l'équipe de T.Itoh [10].....	32
Figure 1.12. Coupleur quasi 0dB réalisé à base des cellules CRLH-TL de T.Itoh [11,12].....	32
Figure 1.13. Coupleur Bi-bande à base de cellules CRLH-TL de T.Itoh [11,12].....	33
Figure 1.14. RAFs associés à une ligne micro-ruban de 50Ω [13].....	34
Figure 1.15. Résultats de simulation pour les RAFs associés à une ligne micro-ruban de 50Ω	34
Figure 1.16. RAFs associés aux résonateurs micro-rubans [13].....	34
Figure 1.17. Réponses simulées en réflexion et en transmission de la structure faite de RAFs et de résonateurs microrubans.....	35
Figure 1.18. Structure de Filtres à ligne couplée (a) filtre à ligne couplée associée à des cellules SRR(b) Filtre à ligne couplée chargée par des cellules CSRR[14,15].....	35

Figure 1.19 Comparaison des Résultats de mesures du filtre passe bande à ligne couplée classique avec (a) filtre à ligne couplée associée à des cellules SRR(b) Filtre à ligne couplée chargée par des cellules CSRR.....	36
Figure 1.20 Résultats de simulation des paramètres S (a) Filtre passe-bas classique (b) Filtre passe-bas associé des cellules CSRR [16].....	36
Figure 1.21. Filtre à ligne couplée associée à une cellule CSRR [17].....	37
Figure 1.22. Résultats de simulation et de mesures des paramètres S du filtre à ligne couplée associée à une cellule CSRR [17].....	38
Figure 1.23. (a) Antenne PIFA imprimée sur un substrat Magnéto-diélectrique artificiel (b) Résultats de mesure des paramètres S [19].....	38
Figure 1.24. Antenne patch circulaire imprimée sur un substrat composé [20].....	39
Figure 1.25. Antenne patch circulaire imprimée sur un substrat à base d'inclusions SRRs [21].....	39
Figure 1.26. Configuration de l'antenne patch imprimée sur un méta-substrat forme par un réseau 3D (3x3) de cellules SRR rectangulaires.....	40
Figure 1.27. Variation de S11 de l'antenne patch imprimée sur un méta-substrat actif chargé par des capacités Cs variables.....	40
Figure 1.28. (a) dipôle entouré des couches <i>DPS</i> et <i>DNG</i> (b) monopole entouré d'un motif unitaire <i>ENG</i> (c) monopole magnétique entouré d'un motif <i>MNG</i> [23].....	41
Figure 1.29. (a) configuration d'un dipôle + un radome Métamateriau volumique (b) résultats de rayonnement de la configuration dipôle + radome [24].....	42
Figure 1.30. (a) Configuration de l'antenne patch associée au (SMAI) forme par un réseau fini de cellules Ω unitaires (b) disposition et orientation des cellules Ω en fonction des lignes de champs proche \vec{E} et \vec{H} [26].....	43
Figure 1.31. Dépointage du faisceau, en fonction des paramétrique géométriques du superstrat de l'antenne patch couverte par le superstrat SMAI [26].....	43
Figure 1.32. (a) Diagramme de dispersion d'une cellule << CRLH-TL >> (b) Configuration de l'antenne (Backfire-to-Endfire Scanning Antenna) [27].....	44
Figure 1.33. (a) variation de l'angle de dépointage en fonction de la fréquence (b) diagramme de rayonnement en fonction de la fréquence [27].....	44
Figure 2.1. Algorithme de la démarche méthodologique de conception des cellules Métamateriaux.....	49
Figure 2.2. Configuration de la cellule <i>SRR</i> carrée imprimée sur un substrat de RT/Duroid™, la cellule est mise dans une boite de calcul HFSS avec des murs magnétiques et électriques.....	51

Figure 2.3. Résultats de simulation des paramètres S11 et S21 de la cellule SRR carrée.....	51
Figure 2.4. Cellule SRR carrée et différentes polarisations électromagnétiques.....	52
Figure 2.5. Paramètres S21 simulés pour les polarisations des Figure 2.4(a), 4(b), 4 (c) et 4(d).....	53
Figure 2.6. Configuration de la cellule SRR carrée imprimée sur un substrat de RT/Duroid™, la cellule est mise dans une boîte de calcul HFSS avec des murs magnétiques et électriques.....	53
Figure 2.7. Résultats de simulation des paramètres S11 et S21 de la cellule SRR carrée.....	54
Figure 2.8. Configuration de la cellule unitaire CSRR dans sa boîte de calcul.....	55
Figure 2.9. Résultats de simulation des paramètres S11 et S21 de la cellule CSRR carrée.....	55
Figure 2.10. Configuration de la cellule <i>SRR</i> carrée imprimée sur un substrat de RT/Duroid™, la cellule est mise dans une boîte de calcul HFSS avec des murs magnétiques et électriques.....	56
Figure 2.11. Résultats de simulation des paramètres S11 et S21 de la cellule SRR carrée.....	57
Figure 2.12. Comparaison des résultats de S21 des cellules SRR de base et les deux structures miniaturisées 1 et 2.....	59
Figure 2.13. Configuration de la cellule unitaire SRR dans sa boîte de calcul.....	59
Figure 2.14. Configuration de la cellule SRR rectangulaire.....	60
Figure 2.15. Comparaison du S21 des cellules SRR de base et rectangulaire.....	61
Figure 2.16. (a) modèle équivalent de la cellule SRR en fonction de L , C_s et C_0 (b) modèle équivalent simplifié en fonction de L et C_{eq}	62
Figure 2.17. Cellule SRR chargée par une impédance Z_{ca}	64
Figure 2.18. Variation de S21 pour plusieurs valeurs de C_0	65
Figure 2.19. Cartographie du champ électrique \vec{E} sur la métallisation de la structure SRR à la fréquence 6.2 GHz.....	66
Figure 2.20. Variation de S21 pour plusieurs valeurs de C_s	67
Figure 2.21. Démarche méthodologique de la conception de la cellule SRR reconfigurable à base de diode Varactor.....	68
Figure 2.22 : Circuit équivalent de polarisation de la diode et son modèle SPICE fourni par Skyworks.....	69
Figure 2.23. Variation du paramètre S21 en fonction de la tension de polarisation V_{dc}	70

Figure 2.24. Cartographie du champ électrique \vec{E} sur la métallisation de la structure SRR à la fréquence 6.2 GHz.....	71
Figure 2.25. Variation de S21 en fonction du gap g_f	71
Figure 2.26. Démarche méthodologique de la conception de la cellule SRR reconfigurable à base de diode PIN.....	72
Figure 2.27 : Circuit équivalent de polarisation de la diode PIN équivalent et son modèle SPICE.....	73
Figure 2.28. Variation du paramètre S21 en fonction de la tension de polarisation V_{dc}	74
Figure 3.1. Démarche méthodologique de la conception d'un filtre coupe bande à base des cellules Métamatériaux SRR.....	79
Figure 3.2. Résultats de simulation des paramètres S11 et S21 de la cellule SRR carrée.....	80
Figure 3.3. Configuration d'une ligne micro-ruban 50Ω	80
Figure 3.4. Résultats de simulation des paramètres S11 et S21 de la ligne micro-ruban.....	81
Figure 3.5. Différentes configurations de la ligne et la cellule SRR.....	81
Figure 3.6. Résultats de simulation du paramètre S21 des différentes configurations de la ligne et la cellule SRR.....	82
Figure 3.7 : configuration du filtre coupe bande basé sur l'association de la ligne microruban 50Ω à la cellule Métamatériau SRR.....	83
Figure 3.8. Résultats de simulation des paramètres S11 et S21 du filtre coupe bande pour différentes valeurs de d	84
Figure 3.9. Résultats de simulation des paramètres S11 et S21 du filtre coupe bande.....	84
Figure 3.10 .Résultats de simulation de la vitesse du groupe du filtre coupe bande à base d'une cellule SRR.....	85
Figure 3.11 : configuration du filtre coupe bande basé sur l'association de la ligne microruban 50Ω à un réseau d'une rangée de trois cellules Métamatériaux SRR.....	86
Figure 3.12. Résultats de simulation des paramètres S21 des différentes configurations du filtre coupe bande basé sur un réseau de cellules SRR.....	86
Figure 3.13. Photos de la maquette du filtre coupe bande basé sur l'association de la ligne microruban 50Ω à une cellule Métamatériau SRR (a) vue de dessus (b) vue de dessous.....	87
Figure 3.14. Résultats de mesure et de simulation des paramètres S11 et S21 de du filtre coupe bande réalisé.....	87

Figure 3.15. Résultats de simulation des paramètres S21 des différentes cellules SRR.....	89
Figure 3.16 : configuration du filtre coupe multi-bande basé sur l'association de la ligne microruban $50\ \Omega$ à trois cellules Métamatériaux SRR.....	90
Figure 3.17. Résultats de simulation des paramètres S21 du filtre coupe multi-bande.....	90
Figure 3.18 : configuration du filtre basé sur l'association de la ligne microruban $50\ \Omega$ à deux cellules Métamatériaux SRR.....	92
Figure 3.19. Résultats de simulation des paramètres S21 du filtre passe bande.....	92
Figure 3.20. Configuration de la cellule CSRR rectangulaire.....	93
Figure 3.21. Résultats de simulation des paramètres S11 et S21 de la cellule CSRR rectangulaire.....	94
Figure 3.22. Configuration du filtre coupe bande basé sur une ligne microruban $50\ \Omega$ chargée par une cellule CSRR rectangulaire.....	94
Figure 3.23. Résultats de simulation des paramètres S11 et S21 du filtre coupe bande à base des cellules CSRR rectangulaire.....	95
Figure 3.24 .Résultats de simulation de la vitesse du groupe du filtre coupe bande à base des cellules CSRR rectangulaire.....	95
Figure 3.25. Configuration du filtre coupe bande constitué d'une ligne microruban $50\ \Omega$ chargée par un réseau de trois cellules CSRR rectangulaires.....	96
Figure 3.26. Résultats de simulation des paramètres S21 des différentes configurations du filtre coupe bande chargé par un réseau de cellules CSRR rectangulaires.....	96
Figure 3.27. Configuration d'une ligne microruban 50Ω avec taper.....	98
Figure 3.28. Résultats de simulation des paramètres S11 et S21 de la ligne microruban avec taper.....	98
Figure 3.29. Configuration du filtre coupe bande constitué d'une ligne microruban $50\ \Omega$ chargée par un réseau de trois cellules CSRR carrée.....	99
Figure 3.30. Résultats de simulation des paramètres S du filtre coupe bande constitué d'une ligne microruban $50\ \Omega$ chargée par un réseau de trois cellules CSRR carrée...99	99
Figure 3.31.Résultats de simulation de la vitesse du groupe du filtre coupe bande à base des cellules CSRR carrée.....	100
Figure 3.32. Configuration du filtre coupe bande basé sur l'association d'une ligne microruban $50\ \Omega$ à trois cellules Métamatériau CSRR carré chargées par une impédance.....	101
Figure 3.33. Résultats de simulation des paramètres S du filtre coupe bande basé sur l'association d'une ligne microruban $50\ \Omega$ à trois cellules Métamatériau CSRR carré chargées par une impédance.....	101

Figure 3.34. Résultats de simulation de la vitesse du groupe du filtre coupe bande basé sur l'association d'une ligne microruban $50\ \Omega$ à trois cellules Métamateriau CSRR carré chargées par une impédance.....	102
Figure 3.35. Photos de la maquette du filtre coupe bande basé sur l'association de la ligne microruban $50\ \Omega$ chargée par un réseau de trois cellules Métamateriau CSRR carré. (a) vue de dessus (b) vue de dessous.....	103
Figure 3.36. Résultats de mesure et de simulation des paramètres du filtre coupe bande réalisé.....	103
Figure 3.37. Configuration du filtre coupe bande basé sur l'association de la ligne microruban $50\ \Omega$ à une cellule Métamateriau SRR chargée par une impédance Z_{cf}	105
Figure 3.38. Résultats de simulation des paramètres S de du filtre coupe bande basé sur une cellule Métamateriau SRR chargée par une diode PIN.....	105
Figure 3.39 (a) configuration du filtre coupe bande basé sur une ligne microruban et une cellule SRR chargée par une diode PIN (b) détails de la cellule SRR chargée par la diode PIN et le circuit de polarisation DC.....	106
Figure 3.40. Photos de la maquette du filtre coupe bande basé sur l'association de la ligne microruban $50\ \Omega$ à une cellule Métamateriau chargée par une diode PIN. (a) vue de dessus (b) vue de dessous.....	107
Figure 3.41. Résultats de mesures des paramètres S_{11} et S_{21} de du filtre coupe bande basé sur la cellule Métamateriau SRR chargée par une diode PIN.....	107
Figure 3.42. Configuration du filtre coupe bande basé sur l'association de la ligne microruban $50\ \Omega$ à un réseau de trois cellules Métamateriaux CSRR chargées par une capacité C_s	108
Figure 3.43. Variation du paramètre S_{21} du filtre coupe bande reconfigurable en fonction de V_{dc}	109
Figure 4.1. Configuration de l'antenne monopole ULB.....	114
Figure 4.2. Résultats de simulation des paramètres S_{11} de l'antenne ULB.....	115
Figure 4.3. Diagramme de rayonnement de l'antenne monopole simulé à la fréquence 5GHz dans le plan E et H.....	115
Figure 4.4. Photos de maquette de l'antenne monopole ULB (a) vue de dessus (b) vue de dessous.....	115
Figure 4.5. Résultats de simulation et de mesure des paramètres S_{11} de l'antenne ULB.....	116
Figure 4.6. Diagramme de rayonnement de l'antenne monopole mesuré et simulé à la fréquence 5GHz dans le plan E et H.....	116
Figure 4.7. Démarche méthodologique de la conception d'une antenne monopole associée à des cellules SRR.....	118
Figure 4.8. Résultats de simulation des paramètres S_{11} et S_{21} de la cellule SRR carrée.....	119
Figure 4.9. Cartographie du champ magnétique \vec{H} à la fréquence de résonance de la cellule (6GHz) (a) la ligne d'alimentation seule (b) l'antenne monopole.....	120

Figure 4.10 : Configuration de l'antenne monopole ULB associé à deux cellules SRR.....	121
Figure 4.11. Résultats de simulation des paramètres S11 de l'antenne ULB associée à deux cellules SRR.....	122
Figure 4.12. Cartographie du champ magnétique \vec{H} de l'antenne monopole associée au dispositif de filtrage à la fréquence de résonance de la cellule.....	122
Figure 4.13. Diagrammes de rayonnements de l'antenne monopole et de l'antenne associée à deux cellules SRRs (a) Plan E ; F= 5 GHz (b) Plan H ; F= 5 GHz (c) Plan E ; F= 7.5 GHz (d) Plan H ; F= 7.5 GHz.....	123
Figure 4.14 : Configuration de l'antenne monopole ULB associé à deux cellules SRR avec un plan d'observation en champ proche.....	124
Figure 4.15. Rayonnement en champ proche à la fréquence 7.5 GHz (a) Champ \vec{H} de l'antenne seule (b) Champ \vec{H} de l'antenne associée aux cellules SRR (c) Champ \vec{E} de l'antenne seule (d) Champ \vec{E} de l'antenne associée aux cellules SRR.....	124
Figure 4.16. Photos de maquette de l'antenne monopole ULB associée à deux cellules SRR (a) vue de dessus (b) vue de dessous.....	125
Figure 4.17. Résultats de simulation et de mesure des paramètres S11 de l'antenne ULB associée de deux cellules SRR.....	125
Figure 4.18. Diagramme de rayonnement de l'antenne monopole mesuré et simulé à la fréquence 5GHz dans le plan E et H.....	126
Figure 4.19. Cartographie du champ électrique \vec{E} sur la métallisation de l'antenne monopole à la fréquence 6 GHz.....	127
Figure 4.20 : configuration de l'antenne monopole ULB chargée par deux cellules CSRRs.....	128
Figure 4.21. Résultats de simulation des paramètres S11 de l'antenne ULB chargée par deux cellules CSRRs.....	128
Figure 4.22. Cartographie du champ électrique \vec{E} de l'antenne monopole chargée par des cellules CSRR à la fréquence de résonance de cellules	129
Figure 4.23. Diagrammes de rayonnements de l'antenne monopole et de l'antenne chargée par deux cellules SRRs (a) Plan E ; F= 5 GHz (b) Plan H ; F= 5 GHz (c) Plan E ; F= 7.5 GHz (d) Plan H ; F= 7.5 GHz.....	130
Figure 4.24. Rayonnement en champ proche à la fréquence 7.5 GHz (a) Champ \vec{H} de l'antenne seule (b) Champ \vec{H} de l'antenne chargée par des cellules CSRR (c) Champ \vec{E} de l'antenne seule (d) Champ \vec{E} de l'antenne chargée par des cellules CSRR.....	131
Figure 4.25. Cartographie du champ magnétique \vec{H} sur la métallisation de l'antenne monopole à la fréquence 6.0GHz.....	132
Figure 4.26 : configuration de l'antenne monopole ULB chargée par des cellules SRR.....	132
Figure 4.27 Résultats de simulation des paramètres S11 de l'antenne ULB chargée par des cellules SRR.....	133

Figure 4.28 Cartographie du champ magnétique \vec{H} de l'antenne monopole associée aux cellules SRR à la fréquence de résonnance de la cellule.....	133
Figure 4.29. Diagrammes de rayonnements de l'antenne monopole et de l'antenne associée à deux cellules SRRs (a) Plan E ; F= 5.5 GHz (b) Plan H ; F= 5.5 GHz (c) Plan E ; F= 7.5 GHz (d) Plan H ; F= 7.5 GHz.....	134
Figure 4.30. Rayonnement en champ proche à la fréquence 7.5 GHz (a) Champ \vec{H} de l'antenne seule (b) Champ \vec{H} de l'antenne chargée par des cellules SRR (c) Champ \vec{E} de l'antenne seule (d) Champ \vec{E} de l'antenne chargée par des cellules CSRR.....	135
Figure 5.1. Schéma synoptique du modèle d'antenne RC [3].....	140
Figure 5.2. Cartographie du champ magnétique \vec{H} de la ligne micro-ruban à la fréquence 8.0GHz.....	142
Figure 5.3 : configuration de l'antenne ULB associée à un système de filtrage en amont à deux bandes rejetées.....	144
Figure 5.4. Résultats de simulation des paramètres S11 de l'antenne ULB associée à un système de filtrage en amont à deux bandes rejetées.....	144
Figure 5.5. Diagrammes de rayonnement de l'antenne ULB et de l'antenne associée à un système de filtrage en amont à deux bandes rejetées à la fréquence 5 GHz (a) Plan E (b) Plan H.....	145
Figure 5.6 : configuration de l'antenne ULB associée à un système de filtrage en amont à deux bandes rejetées commutables.....	146
Figure 5.7. Variation du paramètre S11 simulé de l'antenne ULB associée à un système de filtrage en amont à deux bandes rejetées commutables.....	147
Figure 5.8 Photos de maquette de l'antenne ULB associée à un système de filtrage en amont à deux bandes rejetées commutables (a) vue de dessus (b) vue de dessous..	148
Figure 5.9. Variation du paramètre S11 simulé et mesuré de l'antenne ULB associée à un système de filtrage en amont à deux bandes rejetées commutables (a) : (I1 et I'1 en CC), (I2 et I'2 en CC) (b) : (I1 et I'1 en CC), (I2 et I'2 en CO) (c) : (I1 et I'1 en CO), (I2 et I'2 en CC) (d) (I1 et I'1 en CO), (I2 et I'2 en CO).....	148
Figure 5.10. Diagramme de rayonnement mesuré et simulé de l'antenne ULB associée à un système de filtrage en amont à deux bandes rejetées commutables à la fréquence 5GHz dans le plan E et H (a) Plan E , (b) Plan H.....	149
Figure 5.11 Configuration de l'antenne ULB associée à un système de filtrage en amont à bande rejetée reconfigurable.....	150
Figure 5.12. Variation du paramètre S11 en fonction de la tension Vdc de l'antenne ULB associée à un système de filtrage en amont à bande rejetée reconfigurable.....	151
Figure 5.13. Configuration de l'antenne monopole ULB.....	152
Figure 5.14. Résultats de simulation des paramètres S11 de l'antenne ULB.....	153
Figure 5.15. Configuration de l'antenne monopole ULB associée à trois couples de cellules SRRs.....	154

Figure 5.16. Résultats de simulation des paramètres S11 de l'antenne ULB associée à trois étages de filtrage en amont à bandes rejetées fixes.....	155
Figure 5.17 Nouveau concept d'antenne sélective de bande pour les besoins de la Radio cognitive.....	156
Figure 5.18 : configuration de l'antenne ULB associée à un système de filtrage en amont à trois bandes rejetées commutables.....	156
Figure 5.19. Variation du paramètre S11 de l'antenne ULB associée à un système de filtrage en amont à trois bandes rejetées commutables.....	157
Figure 5.20 Nouveau concept d'antenne à bande médiane reconfigurable et maitrisable pour les besoins de la Radio cognitive.....	159
Figure 5.21 : configuration de l'antenne monopole ULB associée à trois couples de cellules SRR chargées par des couples d'interrupteurs et d'impédances capacitatives.	160
Figure 5.22. Variation de la bande passante et du paramètre S11 de l'antenne monopole associée aux trois couples de cellules SRR chargées par des couples d'interrupteurs et d'impédances variables.....	161
Figure 5.23. Résultats du paramètre S11 du nouveau système antenne en fonction de la variation des états de couples d'interrupteurs et de valeurs d'impédances....	162

Liste des tableaux

Tableau 2-1. Comparaison des dimensions des cellules SRR miniaturisées.....	58
Tableau 2-2. Comparaison des méthodes de miniaturisation de la cellule SRR.....	62
Tableau 3-1. Comparaison des paramètres des différentes configurations de la ligne et la cellule SRR.....	82
Tableau 3-2. Comparaison des paramètres des différentes configurations des filtres en fonction du nombre de cellules SRR.....	86
Tableau 3-3 Paramètres géométriques des trois cellules SRR.....	88
Tableau 3-4. Caractéristiques du filtre multi coupe bande basée sur une ligne microruban et trois cellules SRR.....	91
Tableau 3-5 Paramètres géométriques des deux cellules SRR.....	91
Tableau 3-6. Comparaison des paramètres des différentes configurations des filtres en fonction du nombre de cellules CSRR.....	97
Tableau 3-7. Comparaison des dimensions des structures des filtres coupe bande miniatures.....	102
Tableau 4-1. Paramètres géométriques de l'antenne monopole optimisée.....	114
4.2 Critères de comparaison des différents types d'association de l'antenne monopole et des cellules Métamatériaux.....	136
Tableau 5-1 Paramètres géométriques des deux cellules SRR.....	142
Tableau 5-2 : sélection de bandes rejetées en fonction de la commande des couples d'interrupteurs.....	147
Tableau 5-3. Paramètres géométriques de l'antenne monopole optimisée.....	152
Tableau 5-4 Paramètres géométriques des trois cellules SRR.....	153
Tableau 5-5 Sélection de bande en fonction de la variation de l'état des couples d'interrupteurs.....	158
Tableau 5.6 Trois configurations du nouveau système antenne en fonction de variation des états de couples d'interrupteurs et de valeurs d'impédances.....	161

Introduction générale

Les performances des circuits et des dispositifs hyperfréquences sont directement liés aux propriétés intrinsèques des matériaux de fabrication. De plus, les contraintes de coût et d'intégration exigent des propriétés intrinsèques plus attractives que celles des matériaux usuels.

L'arrivée d'une nouvelle catégorie de matériaux innovants, appelés « Métamateriaux » a enfreint les lois de la physique traitant les systèmes ondulatoires. Ceci a incité la communauté des scientifiques à étudier la possibilité d'affranchir les limites technologiques en exploitant les propriétés non naturelles de ces Métamateriaux.

La théorie des Métamateriaux fut élaborée dans les années soixante par le physicien russe Victor Veselago. Cependant, il a fallu attendre 1999 pour voir une première modélisation de son concept publiée par l'équipe de J.Pendry [9], suivie d'une réalisation par l'équipe de D.R.Smith en 2000.

Par définition, les Métamateriaux sont des matériaux artificiels composés d'une structure d'inclusions périodiques de faibles dimensions par rapport à la longueur d'onde d'excitation.

En effet, les nouvelles propriétés attractives des Métamateriaux ont d'ores et déjà ouvert une voie prometteuse aux concepteurs de composants hyperfréquences.

Les travaux de recherche sur ces nouveaux matériaux se sont intensifiés ces dernières années grâce notamment aux progrès à la fois de la modélisation électromagnétique et de la maîtrise des procédés technologiques de réalisation. La voie du développement de ces nouveaux matériaux demeure particulièrement intéressante même s'ils nécessitent toutefois des études adaptées pour être efficacement utilisés avec des circuits et dispositifs hyperfréquences.

Les travaux de cette thèse reposent sur l'exploitation des propriétés inédites des cellules Métamateriaux unitaires aux fréquences micro-ondes. Des cellules Métamateriaux unitaires sub-longueurs d'ondes miniatures et agiles sont développées pour être ensuite associées, selon des conditions d'excitation électromagnétique en

champ proche, à des dispositifs micro-ondes planaires afin de réaliser de nouveaux systèmes antennaires reconfigurables.

Le manuscrit de nos travaux de thèse est divisé en cinq chapitres :

Le premier chapitre est consacré à l'état de l'art. Nous présentons en premier lieu l'histoire ainsi que les différentes alternatives de modélisation des Métamatériaux. Nous distinguerons ensuite leur classification en termes de paramètres effectifs, bande de fréquences de fonctionnement. Pour clôturer le chapitre, un ensemble d'applications de Métamatériaux dans le domaine des antennes et des circuits est exploré.

Le deuxième chapitre a trait à l'ingénierie de conception et de simulation électromagnétique pour un ensemble de configurations de cellules Métamatériaux unitaires notamment les SRR (Split Ring Resonator) et CSRR (Complementary Split Ring Resonator). Dans le but de répondre aux contraintes d'intégration des Métamatériaux dans l'environnement proche des dispositifs micro-ondes, une étude sur la miniaturisation des cellules Métamatériaux fondée sur la réponse magnétique est abordée en deuxième partie de ce chapitre. Et finalement, une étude de l'agilité des paramètres S_{21} des cellules Métamatériaux reconfigurables illustre les facteurs de miniaturisation.

Le troisième chapitre vise à proposer de nouveaux modèles de filtres reconfigurables et miniatures à base de l'association d'une ligne microruban à des résonateurs sub-longueurs d'onde. Deux nouveaux modèles de filtres seront proposés. Le premier modèle est un filtre coupe bande basé sur une association d'une ligne micro-ruban et des cellules SRR. Selon ce même modèle, un filtre passe bande à base de deux cellules résonantes dans deux fréquences différentes, sera ensuite présenté.

Le deuxième modèle développé est un filtre coupe bande, basé sur une ligne micro-ruban chargée par des cellules complémentaires CSRRs. Une étude de miniaturisation de ce filtre sera ensuite discutée. La dernière partie de ce chapitre, est consacrée à l'étude de l'agilité des filtres coupe bande réalisés. L'étude de l'agilité consiste à l'insertion des éléments actifs tels que les diodes PIN ou Varactor à des endroits spécifiques de chaque cellule dans le but est de réaliser un contrôle des performances du filtre.

Le quatrième chapitre concerne l'association en champ proche d'une antenne monopole ULB et des cellules Métamatériaux de type SRR et CSRR. Ces nouveaux modèles ont pour objectif de répondre à des verrous technologiques en termes de reconfigurabilité spectrale tout en préservant le caractère faible encombrement de l'antenne. Le premier modèle proposé concerne une antenne monopole associée à des cellules SRR situées à proximité de la ligne d'excitation de l'antenne.

Le deuxième modèle est basé sur une antenne monopole chargée par des cellules Métamatériaux dans la zone proche de l'élément rayonnant. Deux structures sont proposées, la première consiste en un chargement intra-élément rayonnant où, les cellules CSRR seront imprimées directement sur la métallisation de l'élément rayonnant. On procède pour la deuxième structure à un chargement extra-élément rayonnant où, les cellules SRR seront imprimées à proximité de l'élément rayonnant. Les résultats de simulation sont comparés à ceux de la mesure expérimentale.

Le cinquième et le dernier chapitre est dédié au développement de deux systèmes antennaires à multi contraintes fréquentielles basés sur une antenne monopole et des cellules SRRs agiles. Le premier système antenne est basé sur une antenne monopole ULB associée à deux couples de SRR agiles résonnants à deux fréquences différentes. L'objectif visé est de réaliser une antenne ultra large bande avec des bandes filtrées reconfigurables et maitrisables. Les performances radioélectriques sont validées par les résultats de mesures.

Le deuxième nouveau système antenne proposé vise à répondre à des contraintes de la technologie radio cognitive, notamment la flexibilité de passage du mode Ultra Large Bande aux modes mono canal en passant par le mode mono bande avec une bande passante reconfigurable et maitrisable.

Les résultats des travaux de cette thèse ont été valorisés par deux publications dans des revues internationales et une dizaine de communications internationales. Dans le cadre du concours d'innovation technologique organise par R&D Maroc notre Projet << O2CDMCMR >> a été primé en 2010.

Chapitre 1 :

Etat de l'art des structures micro-ondes à base de Métamateriaux

Sommaire

1. ETAT DE L'ART DES STRUCTURES MICRO-ONDES A BASE DE METAMATERIAUX.....	21
1.1 Introduction	22
1.2 Théorie des Métamateriaux.....	22
1.3 Classification des Métamateriaux.....	24
1.3.1 Les Matériaux doublement positifs (DPS).....	24
1.3.2 Les Matériaux à perméabilité négative (MNG).....	25
1.3.3 Les Matériaux à permittivité négative (ENG).....	28
1.3.4 Les Matériaux doublement négatifs (DNG).....	30
1.4 Les Métamateriaux et la modélisation par ligne de transmission.....	31
1.5 Les Métamateriaux et leurs applications de filtrage.....	33
1.6 Les Métamateriaux pour les antennes.....	37
1.7 Conclusion.....	45

1.1 Introduction

Dans ce chapitre nous décrirons les structures périodiques artificielles baptisées dans la littérature « Métamatériaux », c'est ce qui constituera la charpente de cette thèse. En effet, nous présentons, en premier lieu, l'historique ainsi que les différentes alternatives de modélisation des Métamatériaux. Nous distinguerons ensuite leur classification en termes de paramètres effectifs, bande de fréquences de fonctionnement.

Dans la deuxième partie du chapitre, notre attention sera focalisée sur les utilisations potentielles des Métamatériaux dans l'état de l'art dans le domaine des antennes et des circuits.

1.2 Théorie des Métamatériaux

Les Métamatériaux : Le terme « méta » vient du grec et il est traduit par au « delà » en français. En d'autres termes, les Métamatériaux sont des matériaux présentant des propriétés que l'on ne rencontre pas à priori dans la nature. Par définition, ce sont des matériaux artificiels composés d'une structure d'inclusions périodiques de faibles dimensions par rapport à la longueur d'onde d'excitation, ce qui classe les Métamatériaux parmi les matériaux homogènes. La première étude théorique sur la possibilité d'existence des Métamatériaux a été publiée par le physicien russe V. G. Veselago [1] en 1968. Selon d'autres études publiées, les Métamatériaux peuvent trouver des finalités applicatives dans plusieurs domaines [2-7].

Dans le domaine de la physique des matériaux et en particulier en électromagnétisme, un matériau homogène tel que le diélectrique ou le conducteur, peut être caractérisé par ses paramètres intrinsèques constitutifs qui sont la permittivité (ϵ) et la perméabilité (μ), tandis que pour les matériaux non homogènes tels que les Métamatériaux, ils peuvent être caractérisés par des paramètres dits « effectifs », ce qui correspond à un matériau équivalent. Nous notons que leurs permittivités et perméabilités effectives s'écrivent sous la forme suivant μ_{eff} , ϵ_{eff} avec un indice de réfraction :

$$\eta_{eff} = \sqrt{\mu_{eff}} \cdot \sqrt{\epsilon_{eff}} \quad 1.1$$

A l'origine de l'activité électromagnétique et de la périodicité des inclusions formant le Métamatériau, ce dernier peut donner naissance à des paramètres effectifs séparément négatifs ou simultanément négatifs, ce qui est illustre par un $\eta_{eff} < 0$.

L'hypothèse de l'existence de Métamatériau ayant une permittivité ou/et une perméabilité négative a été évoquée en 1968 par V. G. Veselago. Ce type de matériau est qualifié de matériau à main gauche (*Left-Handed Materials* << LHM >>) du fait que le vecteur d'onde \vec{k} et le vecteur de Poynting \vec{S} sont antiparallèles et le trièdre formé par les vecteurs, $\vec{E}, \vec{H}, \vec{k}$ est en effet indirect (Figure 1.1).

Lorsque ϵ et μ sont positifs le trièdre est direct ; par contre, si ces paramètres changent de signe le trièdre devient indirect.

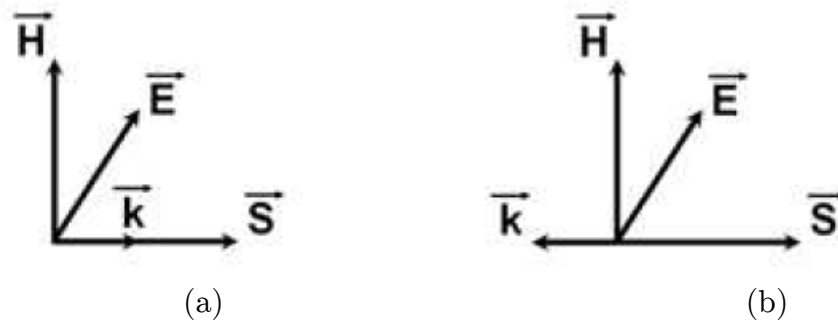


Figure 1.1. (a) Propagation main droite (b) Propagation main gauche [1,2]

Parmi les propriétés physiques des milieux main gauche nous citons :

(a) Le vecteur de Poynting selon l'équation $\vec{S} = 1/2 \vec{E} \times \vec{H}^*$ à un sens opposé que celui du vecteur d'onde k . Veselago avait souligné que la permittivité et la perméabilité du milieu main gauche doivent être liées à la fréquence du champ électromagnétique excitant, la densité de puissance U serait aussi négative.

(b) La vitesse de phase $v\phi = \frac{\omega}{\beta}$ et la vitesse de groupe $v_g = \frac{\partial \omega}{\partial \beta}$ d'une onde électromagnétique se retrouvent opposées.

La vitesse de groupe peut être négative, mais ceci peut engendrer un phénomène d'atténuation. Selon l'équation de la vitesse de phase, la pente de la constante de phase reste positive tandis que le rapport $\frac{\omega}{\beta}$ peut prendre une valeur négative ou positive.

Dans le milieu à main gauche la vitesse de phase négative est schématisée par un phénomène de retro propagation [2].

Selon Veselago ces dites propriétés engendreront l'inversion des lois de la physique classique telles que :

- L'inversion de la loi de Snell-Descartes avec un indice de réfraction négatif ;
- L'inversion de l'effet Doppler ;
- L'inversion du rayonnement de Cerenkov.

1.3 Classification des Métamatériaux

Nous distinguons dans le domaine des micro-ondes quatre catégories de matériaux et ceci selon le signe de leur permittivité et perméabilité, comme indiqué dans la figure 1.2. Dans le cadre de cette thèse, nous mettons l'accent sur la conception et le déploiement des matériaux de type MNG.

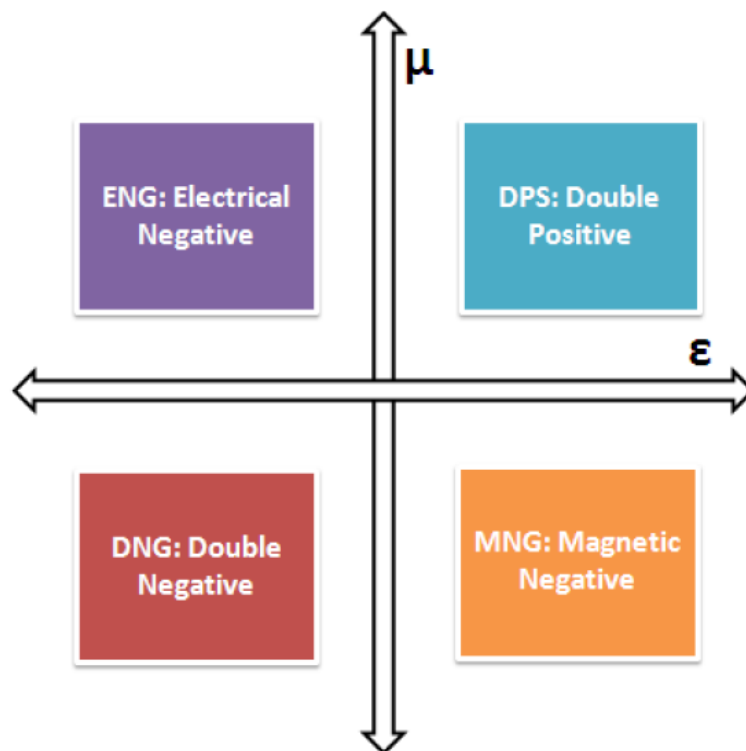


Figure 1.2 .Classes de Matériaux en fonction du signe de la permittivité et la perméabilité

1.3.1 Les Matériaux doublement positifs (DPS)

Les matériaux DPS (*Double Positive*) sont les matériaux qui présentent des paramètres intrinsèques positifs et non nuls ($\epsilon > 0$ et $\mu > 0$). Les matériaux diélectriques et magnétiques font partie de cette catégorie.

1.3.2 Les Matériaux à perméabilité négative (MNG)

L'idée innovante derrière la mise en place des matériaux à perméabilité négative réalisée par des matériaux ordinaires métallo-diélectrique n'ayant pas forcément une activité magnétique tels que les ferromagnétiques [8], est l'exploitation des courants de conduction générés à la surface des métaux lorsque ceux-ci sont soumis à une onde incidente émanant d'une source électromagnétique. Pour certaines configurations, les courants générés dans le conducteur peuvent être suffisamment importants pour assurer un phénomène Métamateriau même si la taille des motifs vérifie la condition d'homogénéité ($\ll \lambda$). En 1999, J. Pendry [9] a été le premier à exploiter l'idée en introduisant une configuration originale incluant un réseau de structures métalliques sous la forme d'un rouleau suisse (Swiss-Roll) Figure 1.3.

C'est une structure artificielle à résonance magnétique sans avoir recours à un matériau magnétique.

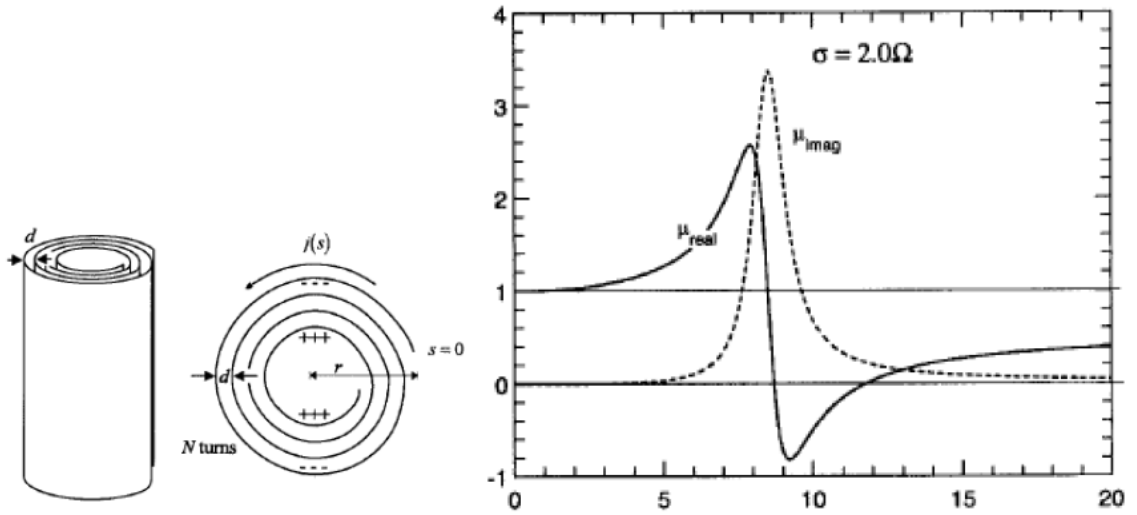


Figure 1.3. Le rouleau suisse (Swiss-Roll) de Pendry [9] (b) la variation de la perméabilité effective réelle et imaginaire en fonction de la fréquence [9]

Chaque élément unitaire est basé sur un cylindre de rayon R sur lequel est enroulée une spirale conductrice isolée de N tours. L'espacement entre deux tours consécutifs est noté d . Quand un champ magnétique excite la structure, un courant est induit dans le conducteur et une capacité équivalente est créée. La structure (Swiss-Roll) est considérée comme un milieu homogène puisque la plus grande dimension de cette inclusion est très inférieure à la longueur d'onde d'excitation.

La relation de la perméabilité effective est donnée donc par :

$$\mu_{\text{eff}} = 1 - \frac{F}{1 + \frac{2\sigma i}{\omega R \mu_0 (N-1)} - \frac{d c_0^2}{2 \pi^2 \omega^2 R^3 (N-1)}} \quad 1.2$$

Avec

C_0 : la célérité de la lumière dans le vide ;

ω : la pulsation angulaire ;

σ : la conductivité du métal de la spire ;

ε : la permittivité de la matière isolante entre les feuille conductrices de la spire ;

μ_0 : la perméabilité du vide ;

F : le volume de la structure.

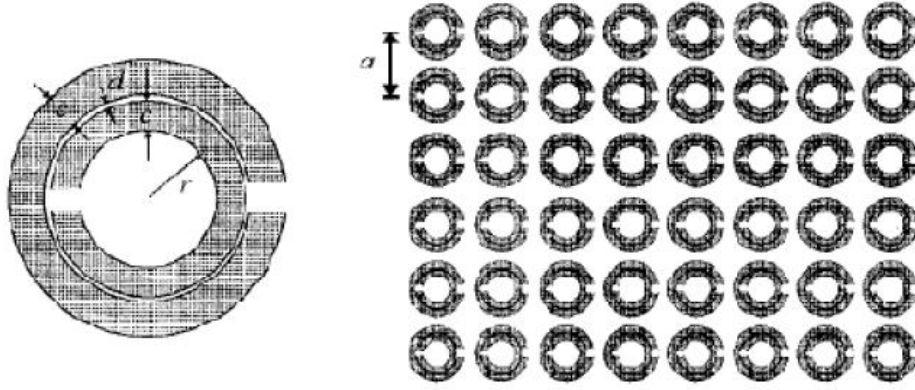


Figure 1.4. Configuration du Métamatériau *MNG* à base des *SRR* proposée par J.Pendry [9]

Dans le but de remédier aux imperfections de la structure (Swiss-Roll) en termes d'absorption qui est liée au facteur de remplissage. Une optimisation de la structure a été ensuite proposée par la même équipe. Il s'agit de la structure *SRR* (*Split Ring Resonator*) (Figure 1.4).

La structure *SRR* est composée de deux résonateurs en boucles métalliques imbriquées sous forme de la lettre C. Quand un champ magnétique \vec{H} est appliqué en parallèle à l'axe des boucles, selon les deux équations (1.3 et 1.4), un courant est ensuite induit sur les résonateurs et une activité magnétique apparaît.

$$\mathbf{B} = \mu_{\text{eff}} \mu_0 \mathbf{H} \quad 1.3$$

$$\mathbf{D} = \varepsilon_{\text{eff}} \varepsilon_0 \quad 1.4$$

Après le calcul de la force électromotrice fem [9] sur les mailles formées par chacune des deux boucles de la SRR l'expression de la perméabilité effective est donnée par :

$$\mu_{eff} = 1 - \frac{F}{1 + \frac{2\sigma i}{\omega R \mu_0} - \frac{3}{\pi^2 \mu_0 \omega^2 C r^3}} \quad 1.5$$

F est le volume occupé par une cellule unitaire appartenant au réseau global, r est le rayon de l'anneau interne, a la périodicité du réseau et d est la distance entre deux cellules unitaires adjacentes.

Le volume F et la capacité C créée par le gap intra-cellules adjacentes s'écrivent sous les formes suivantes :

$$F = \frac{\pi r^2}{a^2} \quad 1.6$$

$$F = \frac{\varepsilon_0}{d} = \frac{1}{d \mu_0 c_0^2} \quad 1.7$$

Un développement de l'équation 1.5 conduit à une expression de la perméabilité effective simplifiée en fonction principalement de la pulsation de résonance ω_0 et la pulsation du plasma magnétique ω_{pm} :

$$\mu_{eff} = 1 - \frac{F}{\omega^2 - \omega_0^2 + i\gamma\omega} \quad 1.8$$

Les SRR présentent au dessus de leurs fréquences de résonance une bande étroite pour laquelle la perméabilité passe en dessous de zéro (Figure 1.5). Le phénomène Métamateriau magnétique est observé entre la fréquence de résonance ω_0 et la fréquence du plasma magnétique ω_{pm} .

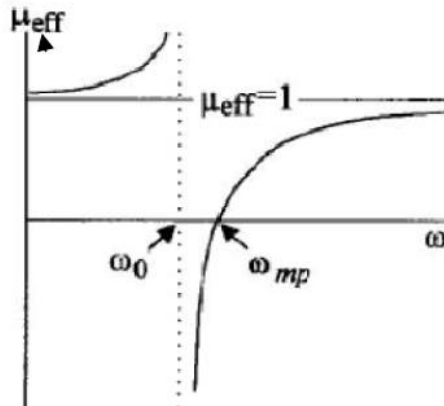


Figure 1.5. Représentation de la perméabilité effective en fonction de la fréquence selon l'équation 1.8 [9]

En se basant sur les structures originales de J.Pendry, les chercheurs ont espéré alors réaliser et caractériser expérimentalement ces matériaux mystérieux. Et ce n'est qu'en 2001 qu'une structure Métamateriau a vu le jour (Figure 1.6). L'équipe de D.R.Smith a réalisé une structure à base d'un réseau de *SRR* avec des tiges métalliques, elle a ensuite proposé une structure planaire améliorée fonctionnant dans le domaine des micro-ondes (Figure 1.6.b) [10-11], pour proposer après une méthodologie de caractérisation expérimentale des propriétés de Métamateriau sur la base de la mesure des paramètres S [12].

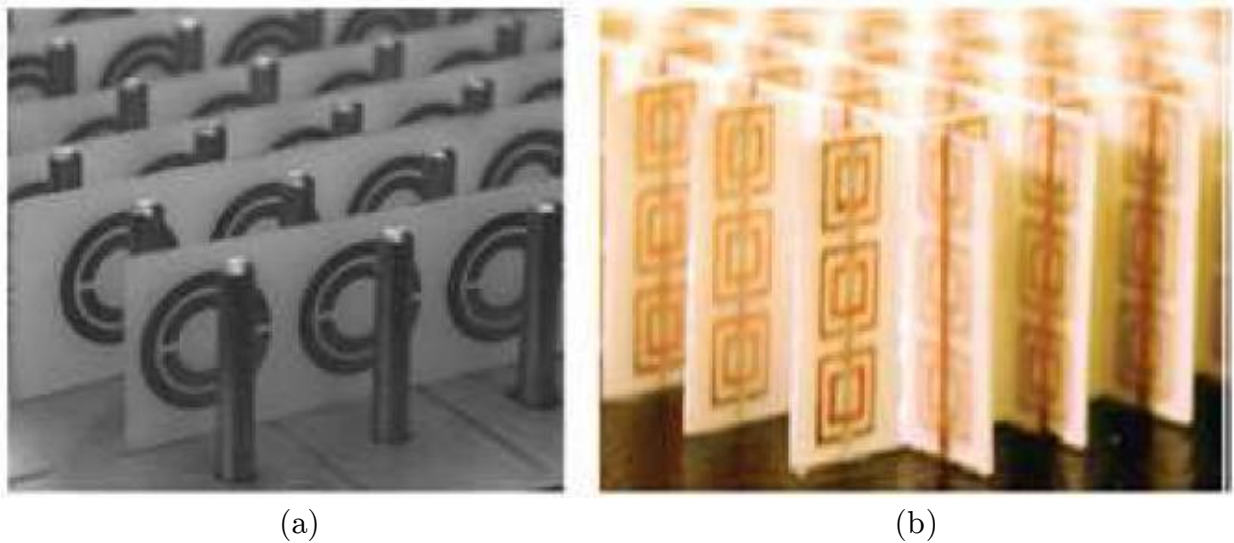


Figure 1.6. (a) Premier Prototype Métamateriau proposé par l'équipe de D.R.Smith
(b) prototype amélioré [11]

Ces Métamateriaux de type MNG seront ensuite étudiés et optimisés pour des applications de filtrage et antennes dans le cadre des chapitres suivants.

1.3.3 Les Matériaux à permittivité négative (ENG)

Selon le modèle de Drude, les métaux ne sont pas des milieux préparatifs à partir d'une certaine fréquence qui est la fréquence Plasma électrique (ω_{pe}). En fait, en dessous de cette fréquence les métaux présentent une permittivité négative.

$$\epsilon_{eff} = 1 - \frac{\omega_{pe}^2}{\omega^2 + i\omega\omega_c} \quad 1.9$$

Avec :

ω_{pe} : la pulsation du plasma électrique

ω_c : la pulsation de collision

J.Pendry, proposa de réaliser un plasma artificiel en diluant le milieu métallique afin d'abaisser sa fréquence plasma et de satisfaire les conditions d'obtention d'une permittivité négative en dessous de l'ordinaire.

Sachant que la fréquence plasma électrique s'écrit sous la forme suivante [13] :

$$\omega_{pe}^2 = \frac{pe^2}{\varepsilon_0 m_{eff}} \quad 1.10$$

Avec :

ρ : la densité des électrons ;

e : la charge des électrons ;

m_{eff} : la masse effective des électrons.

La démarche consistait à réaliser un réseau d'inclusions métalliques plus lourdes et ayant une densité d'électrons plus faible. La configuration retenue (Figure 1.7) se base sur un réseau de tiges métalliques de rayon r , avec un pas du réseau a . La fréquence de plasma pour cette configuration devient :

$$\omega_{pe}^2 = \frac{2\pi c_0^2}{a^2 \ln(a/r)} \quad 1.11$$

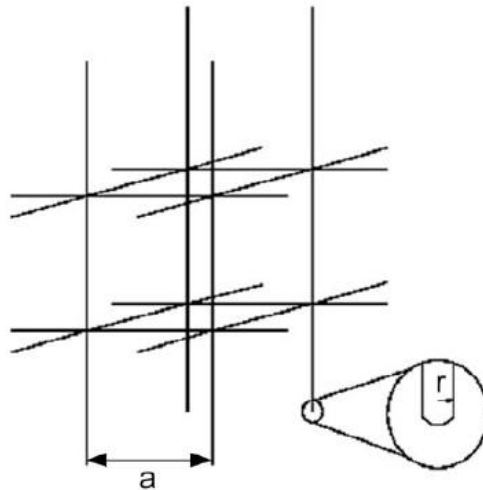


Figure 1.7. Métamateriau *ENG* forme par un réseau de tige métallique [9]

1.3.4 Les Matériaux doublement négatifs (DNG)

Les matériaux DNG sont les matériaux ayant simultanément une permittivité et une perméabilité négative, ces Métamatériaux peuvent être réalisés par des cellules << imbriquées >> ou des cellules << combinées >>.

Le premier type imbrique deux cellules unitaires basiques : une cellule de type MNG, et une cellule de type ENG. A la résonance cette cellule composite montre un phénomène doublement négatif, comme exemple de ce type, la cellule (SRR+Tige) réalisée par l'équipe de D.R.Smith [11] -(Figure 1.8.a). Cette cellule imbrique deux cellules unitaires basiques : la SRR ayant une activité magnétique et le réseau de tiges responsable de l'activité électrique. A la résonance cette cellule composite montre un phénomène doublement négatif (Figure 1.8.b).

Le deuxième type est basé un seul motif responsable sur une double activité simultanément. Comme exemple, la cellule DNG ayant l'allure de la lettre grec « Ω » a été introduite par l'équipe de N.Engeta [14] (Figure 1.9), et repoussée par H.Griguer [15,16].

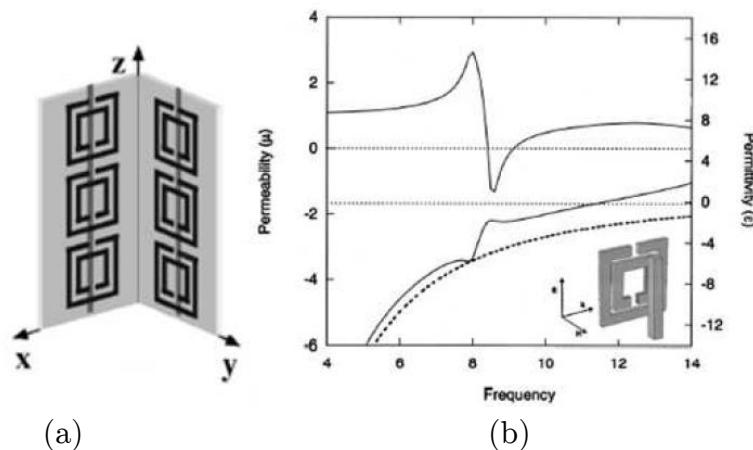


Figure 1.8. (a) cellule DNG- "SRR+Tige" (b) perméabilité et permittivité de la cellule "SRR+Tige" [11]

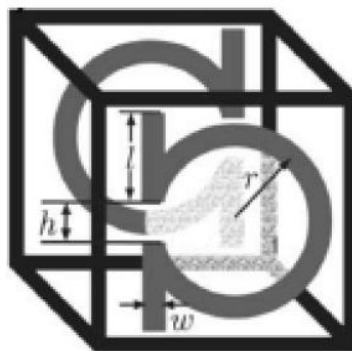


Figure 1.9. Cellule DNG sous forme de « Ω » [14]

1.4 Les Métamateriaux et la modélisation par ligne de transmission

Une ligne de transmission en hyperfréquence est schématisée par un réseau (R-L-C- G) (Z, Y) distribué de type passe-bas. Afin de prendre en compte les effets de propagation, la ligne est modélisée par une suite d'éléments distribués identiques. En se basant sur le schéma électrique de la ligne (Figure 1.10), on peut donner l'expression de la dispersion de la propagation d'une onde selon 1.12.

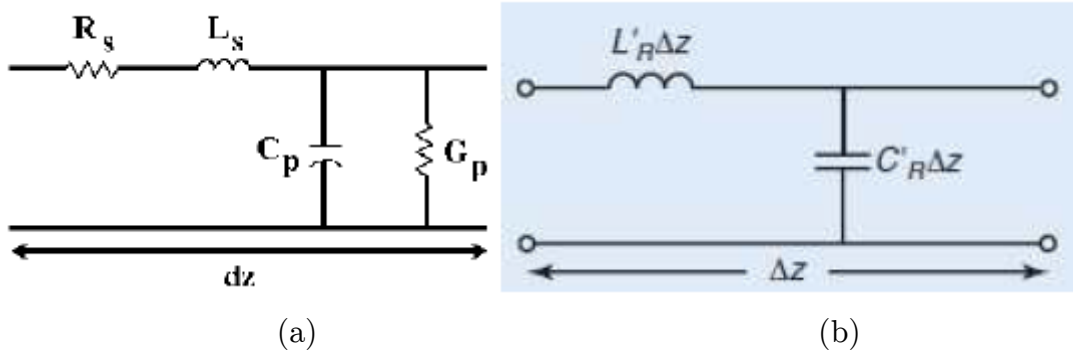


Figure 1.10. (a) Ligne de transmission en fonction de R_s , L_s , C_p , G_p (b) schéma simplifié d'un tronçon Δz de la ligne de transmission [17,18]

$$\gamma = \alpha + j\beta = \pm \sqrt{ZY} \quad 1.12$$

Le passage entre les couples (tension, courant) et (E, H) est obtenu facilement par les équations de Maxwell. La permittivité et la perméabilité de la ligne s'écrivent sous la forme suivante :

$$\varepsilon = Y/j\omega; \quad \mu = Z/j\omega \quad 1.13$$

La constante de phase est donnée par :

$$\beta = \omega \sqrt{L_s C_p} \quad 1.14$$

Donc, pour faire l'analogie avec un milieu à indice de réfraction négatif ($\varepsilon < 0$ et $\mu < 0$), l'inductance en série et la capacité en parallèle doivent être négative. Ce changement de signe donne naissance à une nouvelle ligne de transmission nommée

ligne duale. Les propriétés ainsi que les applications de cette ligne ont été mises en œuvre par l'équipe de G. V. Eleftheriades [17,18]. Cette ligne offre la possibilité de réaliser une transmission avec une avance de phase (Figure 1.11.a).

D'un point de vue pratique cette ligne est facilement réalisable par l'adjonction d'éléments localisés à une ligne ordinaire (capacités en séries C_s , et des inductances parallèles L_p).

L'équipe de T.Itoh [19] a mis le point sur une réalisation pratique de cette ligne nommée (*Composite Right-/Left-Handed Transmission Line* « CRLH-TL ») (Figure 1.11.b), qui se compose de capacités interdigitales en série avec des stubs inductifs reliés au plan de masse par un via. Ce type de ligne a été utilisé dans la réalisation des circuits micro-ondes actifs notamment des coupleurs quasi 0dB et des coupleurs bi-bandes [20,23] (Figure 1.12 et 1.13).

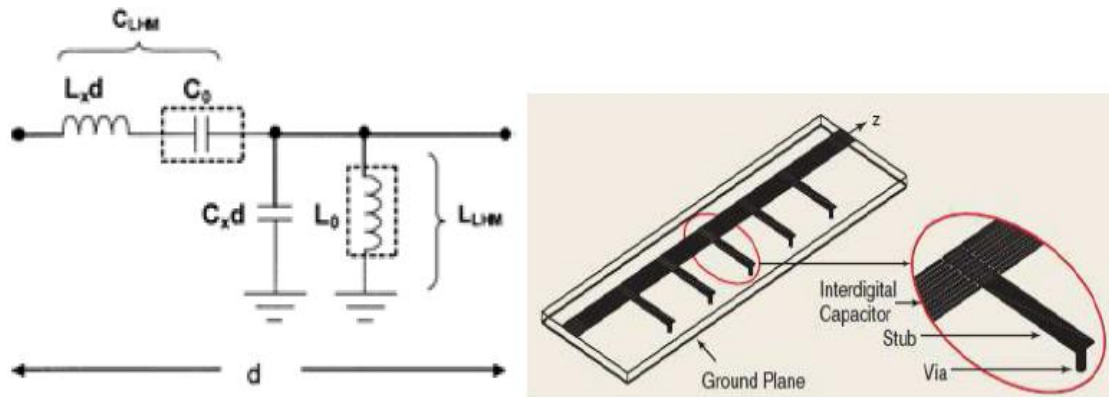


Figure 1.11. (a) modèle de la ligne CRLH-TL (b) Réalisation pratique de la ligne CRLH-TL proposée par l'équipe de T.Itoh [19]

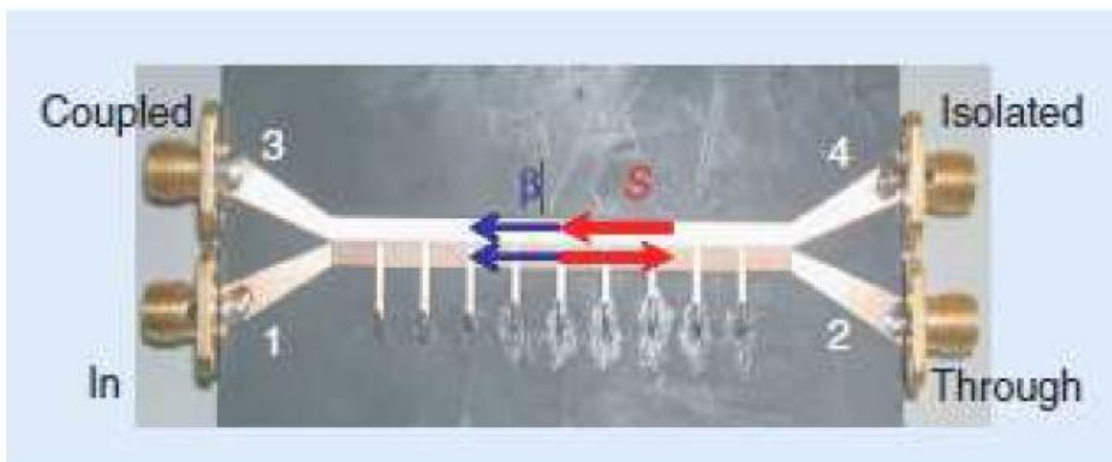


Figure 1.12. Coupleur quasi 0dB réalisé à base des cellules CRLH-TL de T.Itoh [20,21]

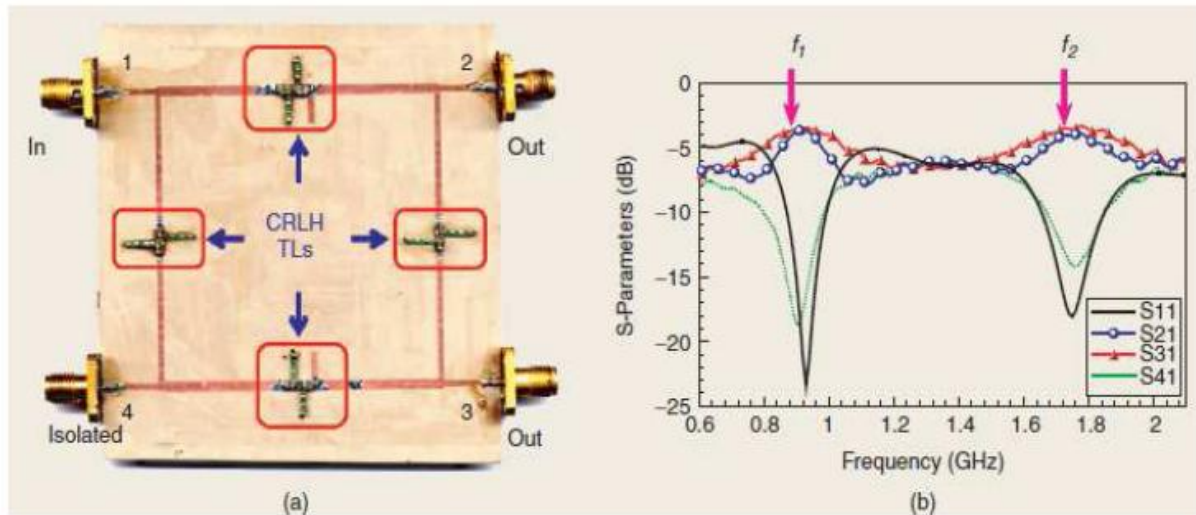


Figure 1.13. Coupleur Bi-bande à base de cellules CRLH-TL de T.Itoh [20,21]

1.5 Les Métamatériaux et leurs applications de filtrage

Plusieurs systèmes de télécommunications modernes, tels que les systèmes embarqués, les systèmes de téléphonie mobile et les systèmes de communications sans fil, utilisent les filtres.

La conception des filtres compacts et performants constitue un grand défi dans le domaine des RF/microondes, l'intégration des systèmes de transmission sans fil pour ces gammes de fréquences nécessite la réduction des dimensions de chaque fonction élémentaire de la chaîne d'émission-réception (filtres, antennes, etc.). Dans le cas de récepteurs multi-bandes, l'utilisation de plusieurs filtres (dédiés à chaque bande de fréquences, ou ensemble de canaux de réception) doit être évitée puisqu'elle consomme une surface importante. Ainsi, le filtre accordable est une solution intéressante à ce problème, sa réponse fréquentielle pouvant être modifiée afin de sélectionner les diverses bandes de fréquences utiles du récepteur multi-bande.

Depuis l'apparition pratique des Métamatériaux en 2001, les chercheurs ont proposé des structures de filtre à base de cellules Métamatériaux, et ceci dans le but de réaliser des filtres plus compacts et reconfigurables.

Le premier travail de l'équipe de M.Burokur était la réalisation d'un filtre coupe bande basé sur un réseau de cellules RAF (Résonateur à Anneau Fondu) et une ligne de transmission 50Ω [24] (figure 1.14), les résultats obtenus par cette équipe montrent un phénomène coupe bande au tour de la fréquence de résonance de la cellule RAF.

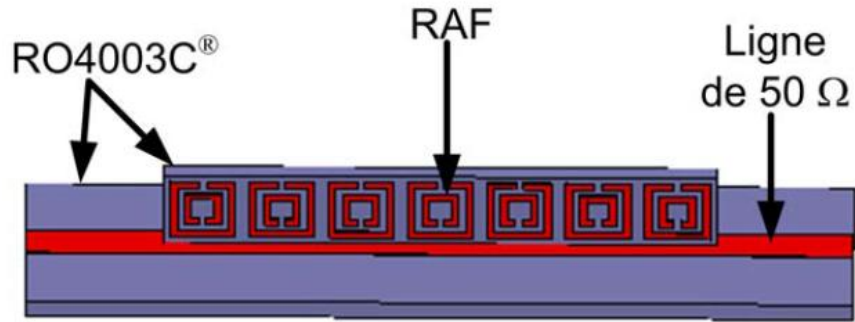


Figure 1.14. RAFs associés à une ligne micro-ruban de 50Ω [24].

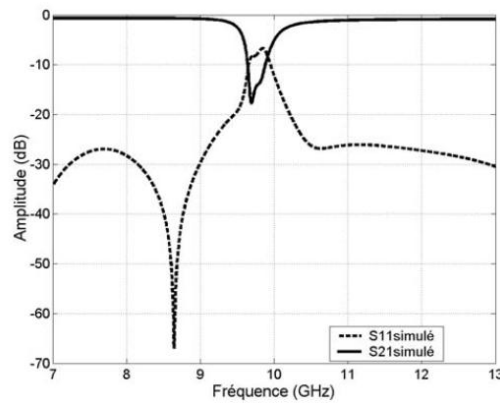


Figure 1.15. Résultats de simulation pour les RAFs associés à une ligne micro-ruban de 50Ω.

Un autre travail de la même équipe consistait à réaliser un filtre passe bande basé sur un réseau de cellules RAF (Résonateur à Anneau Fondu) et des résonateurs microrubans [24] (figure 1.16), les résultats obtenus par cette équipe montrent un comportement passe-bande au tour de la fréquence de résonance de la cellule RAF (figure 1.17).

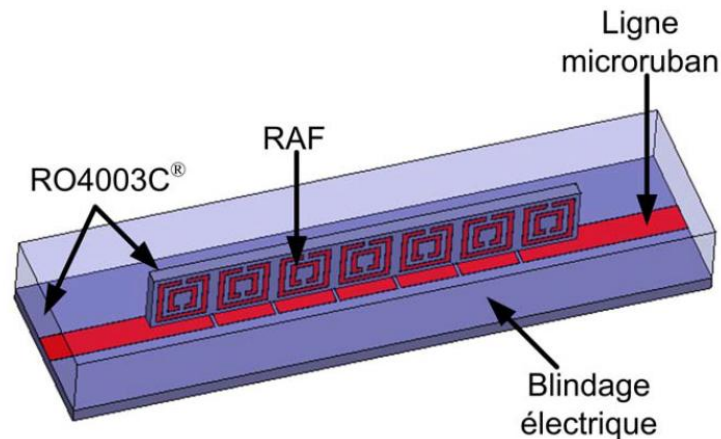


Figure 1.16. RAFs associés aux résonateurs micro-rubans [24].

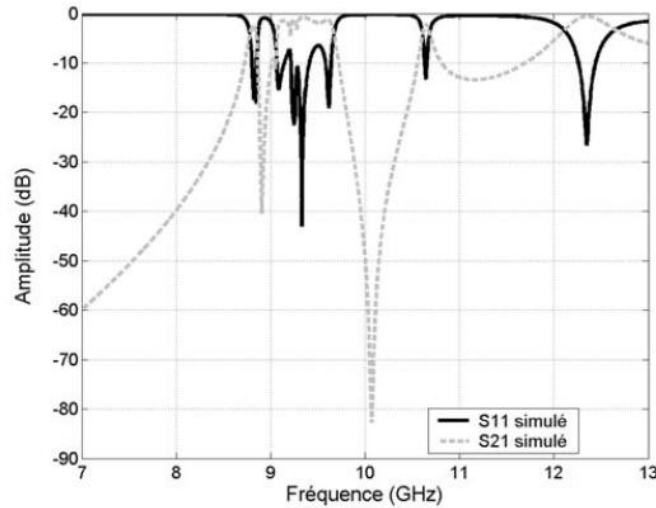
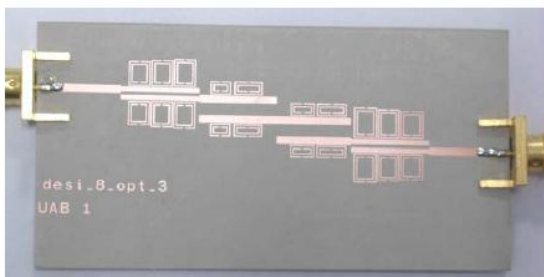
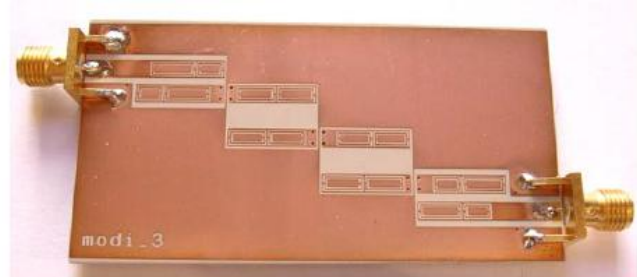


Figure 1.17. Réponses simulées en réflexion et en transmission de la structure faite de RAFs et de résonateurs microrubans.

Dans une autre approche de conception, une équipe espagnole a proposé deux structures de filtres classiques associés à des résonateurs de type SRR (Split Ring Resonator) et CSRR (Complementary Split Ring Resonator), à fin d'éliminer les bandes parasites des filtres, ainsi que d'améliorer leur niveau de rejection [25,26]. La première structure est basée sur un filtre à ligne couplée réalisée en technologie microruban associée à des résonateurs SRRs imprimés à proximité des lignes (Figure 1.18.(a)), la deuxième structure quand à elle est basée aussi sur un filtre à ligne couplée, mais réalisée dans ce cas en technologie coplanaire chargée par des cellules CSRRs (Figure 1.18.(b)). La figure 1.19 montre une comparaison des résultats de mesure des filtres classiques à ligne couplée avec les filtres proposés.



(a)



(b)

Figure 1.18. Structure de Filtres à ligne couplée (a) filtre à ligne couplée associée à des cellules SRR (b) Filtre à ligne couplée chargée par des cellules CSRR [25,26]

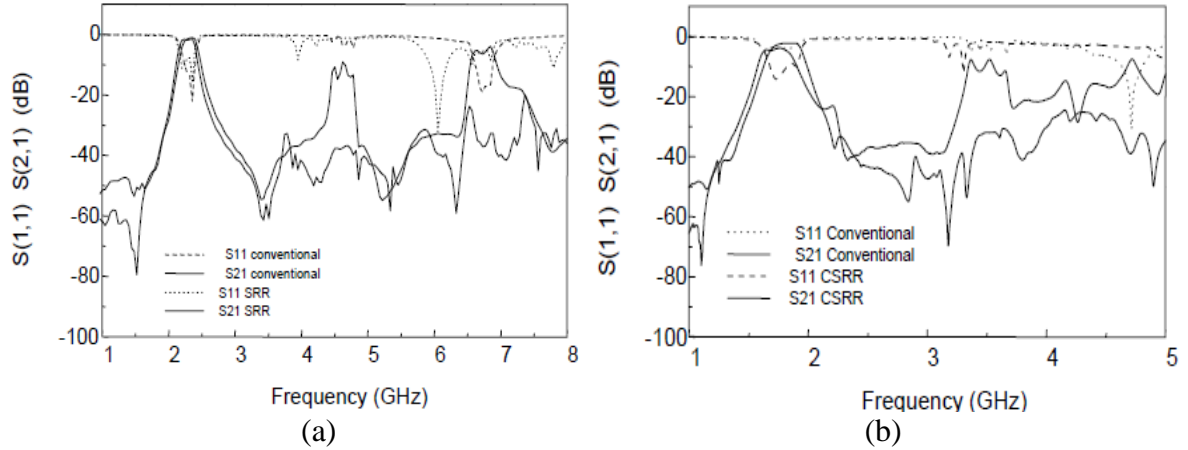


Figure 1.19 Comparaison des Résultats de mesures du filtre passe bande à ligne couplée classique avec (a) filtre à ligne couplée associée à des cellules SRR (b) Filtre à ligne couplée chargée par des cellules CSRR

La même équipe à utiliser ces résonateurs dans le but d'améliorer les paramètres d'un filtre passe-bas classique. À cet égard, les cellules CSRR sont insérées dans un filtre passe-bas classique pour l'amélioration de son niveau de réjection [27]. Les résultats des simulations du filtre passe-bas classique ainsi que du filtre proposé sont affichés sur la Figure 1.20.

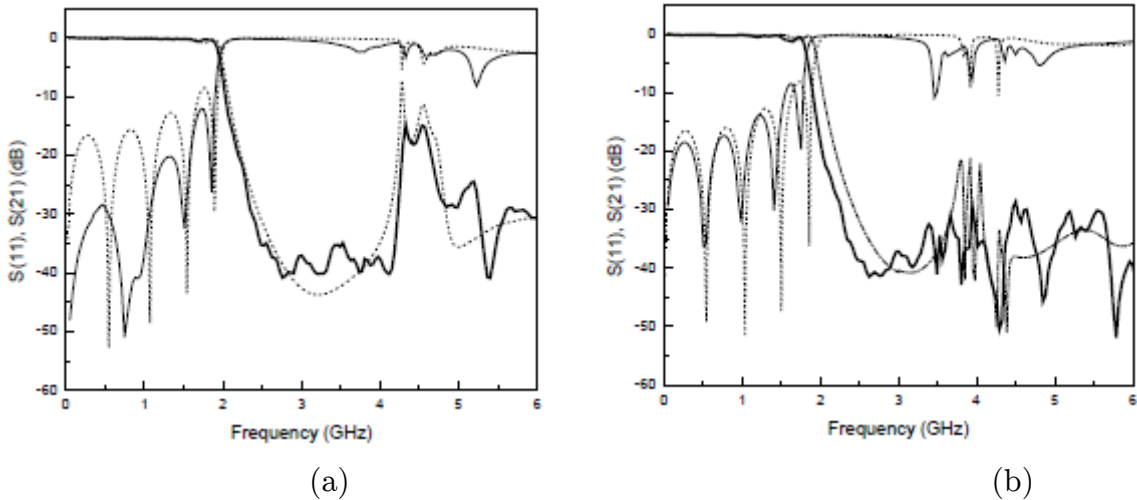


Figure 1.20 Résultats de simulation des paramètres S (a) Filtre passe-bas classique (b) Filtre passe-bas associé des cellules CSRR [27]

Une autre équipe à travailler sur le même concept, pour un filtre passe bande à ligne couplé réalisé en technologie microruban associé à un résonateur de type CSRR, pour but d'éliminer les bandes indésirables ainsi que d'augmenter le niveau de rejection du filtre. Le résonateur CSRR dans ce travail est gravé dans le plan de

masse (Figure 1.21) [28], les résultats de mesures et de simulation du filtré réalisé sont illustrés dans la figure 1.22.

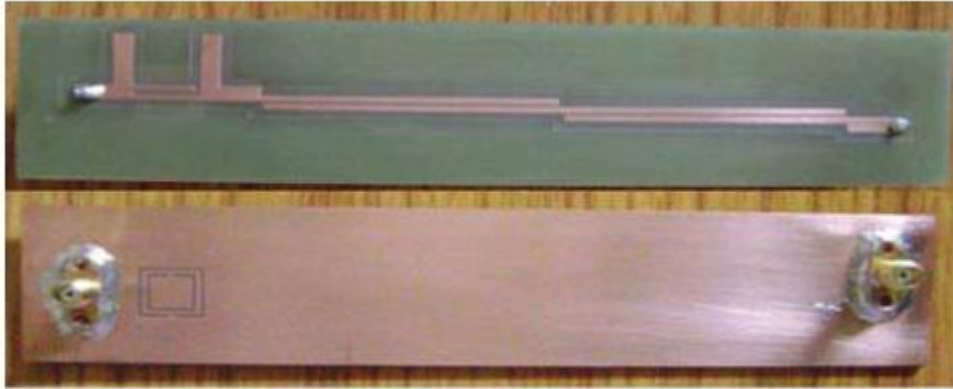


Figure 1.21. Filtre à ligne couplée associée à une cellule CSRR [28]

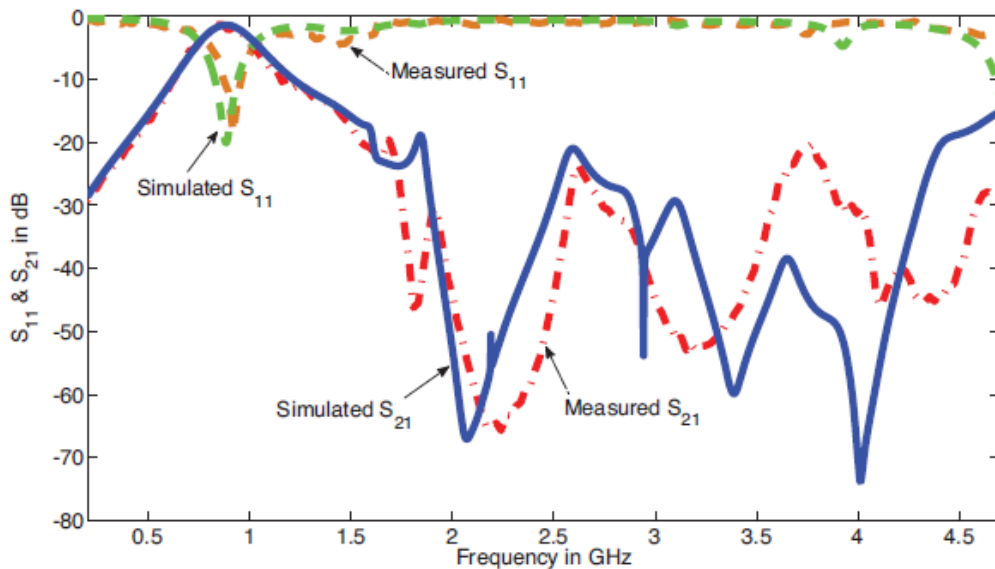


Figure 1.22. Résultats de simulation et de mesures des paramètres S du filtre à ligne couplée associée à une cellule CSRR [28]

1.6 Les Métamatériaux pour les antennes

Les antennes constituent un maillon très important du segment radiofréquence. Les performances d'un réseau de télécommunication sans fils sont souvent liées aux performances et caractéristiques des systèmes antennaires. Depuis l'apparition pratique des Métamatériaux en 2001, les chercheurs ont proposé des structures d'antennes couplées avec des motifs Métamatériaux et ceci dans le but d'améliorer ou de rendre configurable les performances d'une antenne de base comme par exemple:

la taille, la fréquence de résonance, la bande passante, le gain, la polarisation et les diagrammes de rayonnement.

Au début des années 2000, R. C. Hansen et M. Burke [29] ont publié une étude sur la conception d'antenne patch imprimée sur un matériau magnéto-diélectrique. Ils ont démontré que l'utilisation de tels matériaux contribue fortement à la réduction de la taille électrique des antennes par un facteur de $\sqrt{\mu}$ tout en conservant les mêmes propriétés de bande passante offerte par un matériau diélectrique ordinaire.

Avec le développement des Métamatériaux et notamment les cellules magnétiques, une équipe finlandaise [30-32] avait exploité le travail théorique [29] pour proposer la réalisation d'une antenne PIFA imprimée sur un matériau magnéto-diélectrique artificiel (Figure 1.23). Les auteurs ont prouvé par une caractérisation expérimentale la réduction de la taille de l'antenne PIFA Métamatériau comparée à une antenne classique PIFA. On peut noter aussi un élargissement sensible de la bande passante de l'antenne suivant la même configuration [30-32].

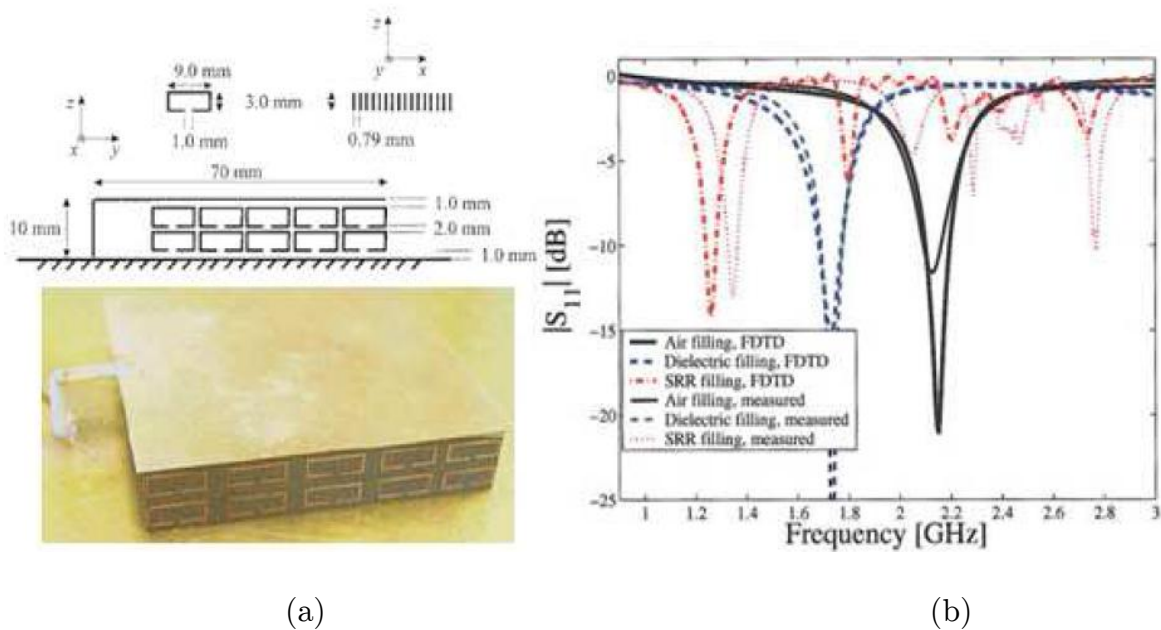


Figure 1.23. (a) Antenne PIFA imprimée sur un substrat Magnéto-diélectrique artificiel (b) Résultats de mesure des paramètres S [30]

Selon la même approche, une équipe de l'université de Rome a développé une structure d'antenne patch circulaire imprimée sur un substrat en anneau composé d'une combinaison de diélectrique classique et Métamatériaux (Figure 1.24) [33], les auteurs ont montré la possibilité de réduire la taille du patch en utilisant un substrat en anneau où le noyau est composé d'un Métamatériaux et les autres anneaux composés d'un diélectrique ordinaire.

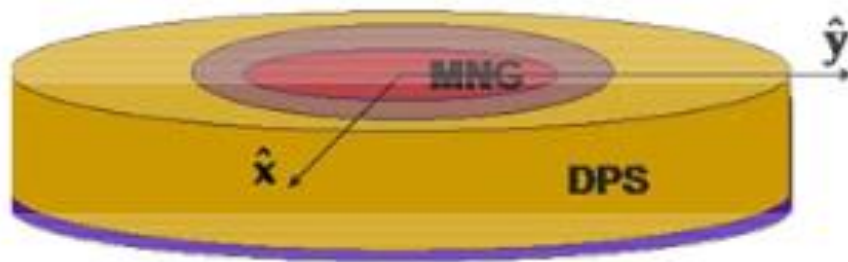


Figure 1.24. Antenne patch circulaire imprimée sur un substrat composé [33]

La même équipe a proposé une autre structure d'antenne basée sur un noyau Métamateriau de type MNG [34,35]. Les auteurs ont utilisé des particules MNG correctement orientée sous forme d'inclusions dans le substrat diélectrique de l'antenne patch pour obtenir un Noyau MNG. Ils ont ainsi proposé un prototype avec des particules MNG de type SRRs alignées verticalement à l'intérieur du substrat diélectrique, comme le montre la figure 1.25.

Les résultats de simulation confirment la réduction de la taille de l'antenne patch proposée par rapport à une antenne patch imprimée sur un substrat diélectrique.

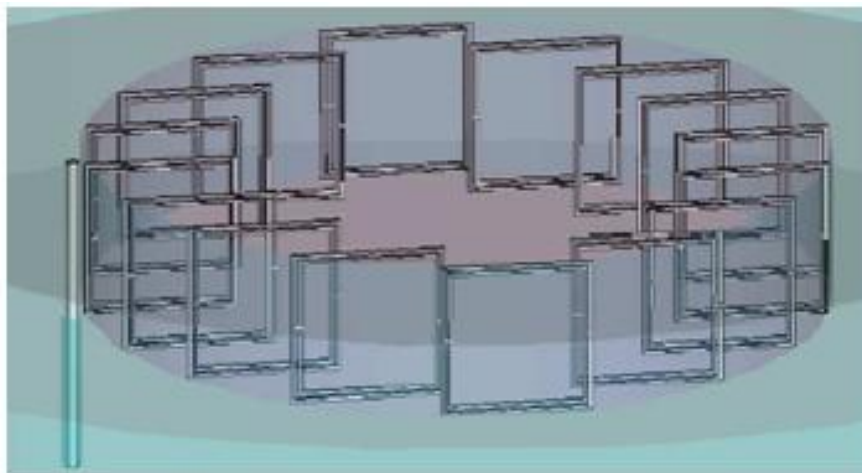


Figure 1.25. Antenne patch circulaire imprimée sur un substrat à base d'inclusions SRRs [35]

Toujours dans la même approche, notre équipe a proposé une antenne patch imprimée sur un dispositif Métamateriau, ce dernier est composé d'un réseau fini de cellules agiles en forme de SRR « rectangulaire » chargées par une capacité C_s variable [36] (Figure 1.26). Les résultats de simulation électromagnétique (Figure

1.27) ont montré l'obtention d'une reconfigurabilité en fréquence en fonction de C_s avec une amélioration des performances en termes de bande passante (BW) et d'efficacité de rayonnement (η_r) en comparaison avec une antenne patch imprimée sur un substrat diélectrique.

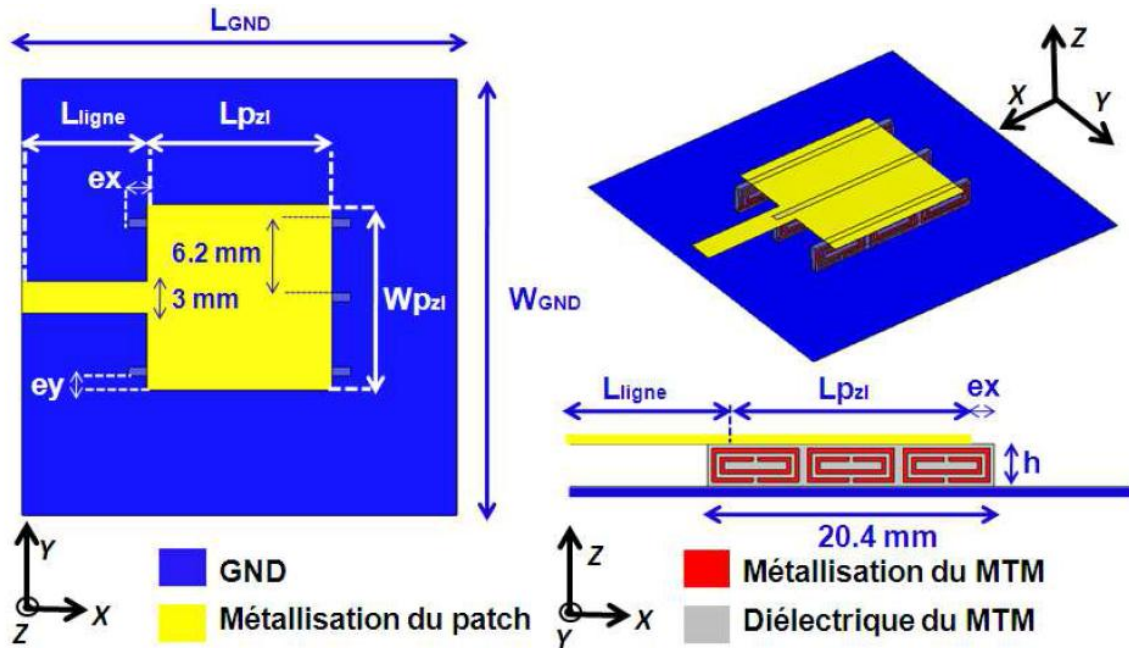


Figure 1.26. Configuration de l'antenne patch imprimée sur un méta-substrat formé par un réseau 3D (3x3) de cellules SRR rectangulaires [36]

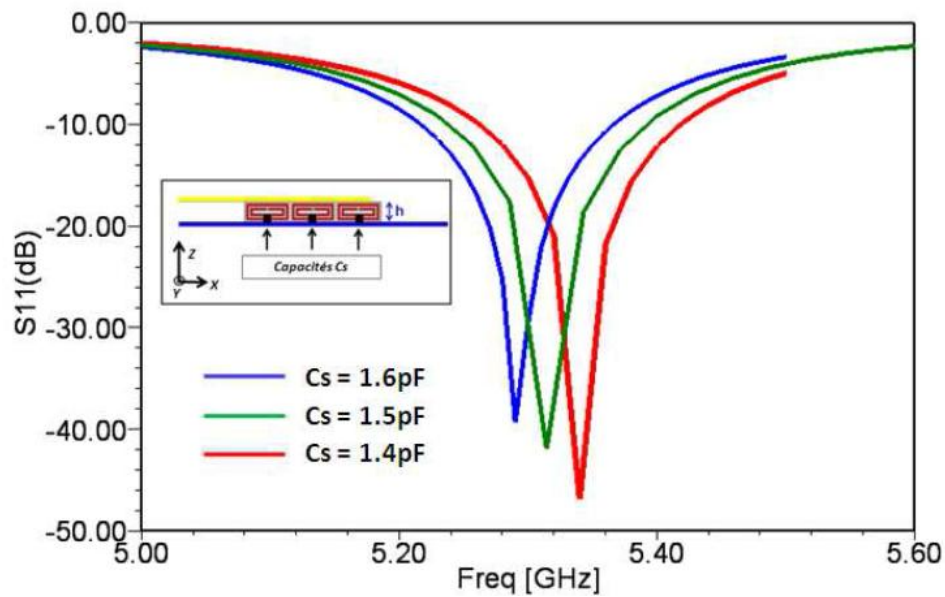


Figure 1.27. Variation de S_{11} de l'antenne patch imprimée sur un méta-substrat actif chargé par des capacités C_s variables [36]

A partir de 2003 une série de travaux appartenant à l'équipe de R.W. Ziolkowski [37-47] avait pour but d'étudier les performances d'un dipôle entouré d'un empilement de deux couches cylindriques (*DPS* et *DNG*) (Figure 1.28.a). Leurs résultats ont montré qu'à travers une optimisation de l'adaptation de la réactance du dipôle et l'impédance effective du matériau *DNG* ambiant, une bonne performance en rayonnement est obtenue. Le même auteur a évoqué par la suite une topologie d'antenne miniature à fort gain avec un rendement proche de 90%. C'est une sorte de monopole entouré d'un circuit résonant inspiré d'un seul motif unitaire Métamateriel (Figure 1.28.b et c).

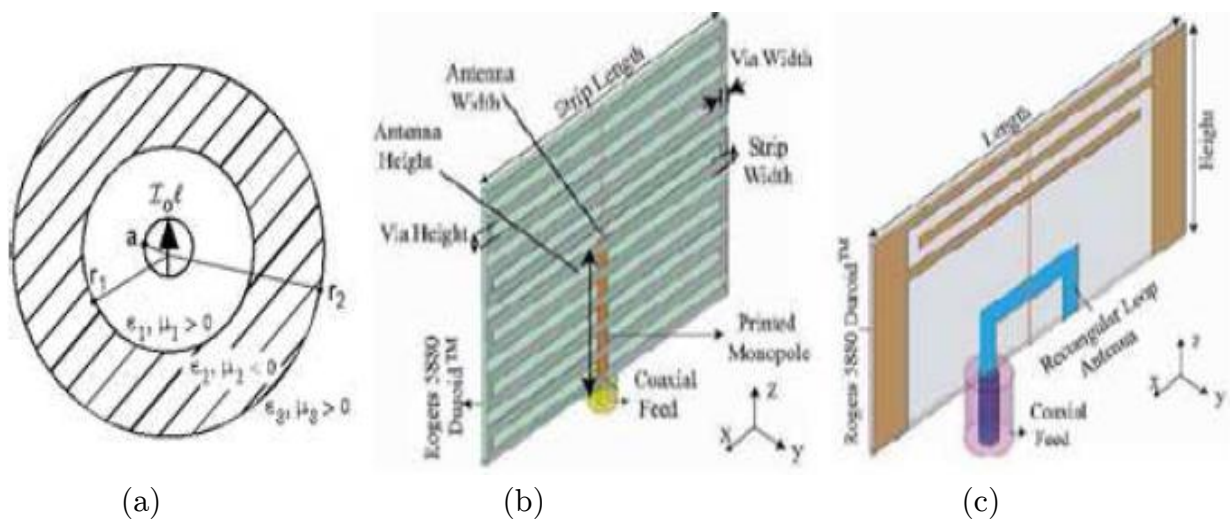


Figure 1.28. (a) dipôle entouré des couches *DPS* et *DNG* (b) monopole entouré d'un motif unitaire *ENG* (c) monopole magnétique entouré d'un motif *MNG* [37]

Dans un contexte légèrement différent et toujours dans le but d'améliorer les performances de rayonnement des antennes, la même équipe de R.W. Ziolkowski [48-50] a travaillé sur l'étude et la conception d'un nouveau Métamateriel de type AMC (Artificial Magnetic Conductor). Cette fois-ci, il s'agit d'un Métamateriel volumique 3D. Ce type de matériau a été utilisé en tant qu'un radome en champ lointain d'un dipôle électrique (Figure 1.29). Après une optimisation de la taille du radome ainsi que sa distance de séparation avec le dipôle, les résultats de simulation électromagnétique montrent une amélioration notable du gain de l'antenne par rapport au dipôle de référence.

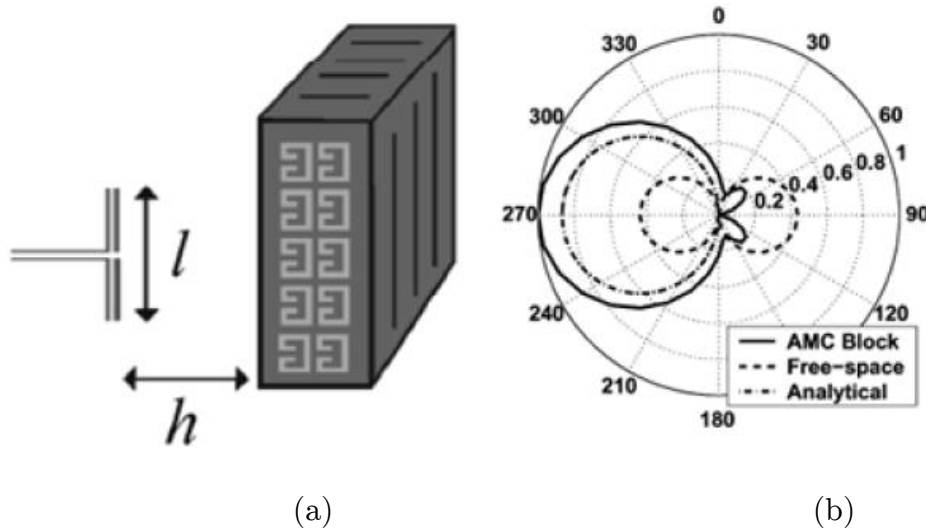


Figure 1.29. (a) configuration d'un dipôle + un radome Métamateriau volumique (b) résultats de rayonnement de la configuration dipôle + radome [48]

Les antennes à balayage de faisceau ont aussi attiré l'attention des chercheurs dans le domaine des Métamateriaux. La solution classique [51] à base d'un réseau d'antennes élémentaires alimentées à l'aide de signaux dont la phase et l'amplitude sont contrôlées à base des déphaseurs et atténuateurs RF pilotables, présente des inconvénients tels que l'encombrement de l'électronique hyperfréquence, en plus des pertes en puissance dans ces répartiteurs.

Notre équipe a proposé une structure d'antenne patch jouant le rôle d'une source de rayonnement électromagnétique couverte par un superstrat Métamateriau Anisotrope et Inhomogène (SMAI) formé par un réseau fini de cellules Ω agiles [52] (Figure 1.30). Les auteurs ont montré par le biais du diagramme du rayonnement électromagnétique, un dépointage du faisceau en fonction des paramètres géométriques du superstrat de l'antenne SMAI formé par un nombre fini de cellule MTM (Figure 1.31).

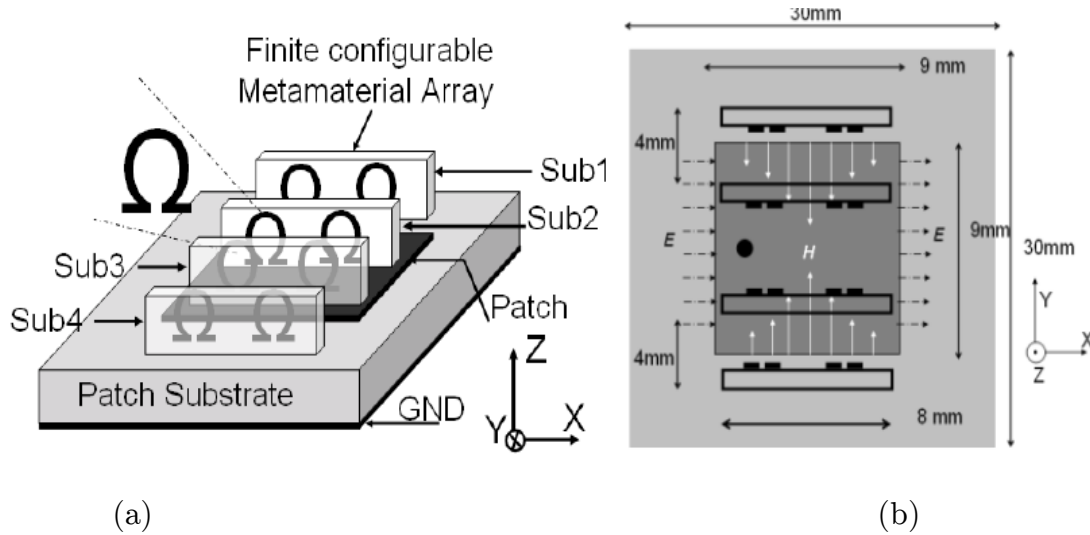


Figure 1.30. (a) Configuration de l'antenne patch associée au (SMAI) forme par un réseau fini de cellules Ω unitaires (b) disposition et orientation des cellules Ω en fonction des lignes de champs proche \vec{E} et \vec{H} [52]

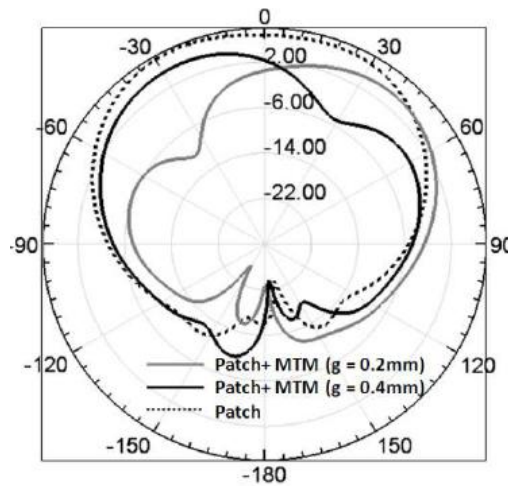


Figure 1.31. Dépointage du faisceau, en fonction des paramétrique géométriques du superstrat de l'antenne patch couverte par le superstrat SMAI [52]

Les Métamatériaux de type « CRLH-TL » ont été utilisé pour la réalisation des antennes compactes à balayage de faisceau. La motivation de l'équipe de T.Itoh, réside dans le fait que ce type de Métamatériaux présente une bande de fréquences dans laquelle un couplage avec l'air est possible. Une ligne duale équilibrée à base d'un réseau de cellule « CRLH-TL » portera le nom d'une antenne à onde de fuite « *Leaky Wave Antenna* » [53-55]. Selon le diagramme de dispersion de la ligne « CRLH-TL » l'onde électromagnétique parcourue dans cette ligne sera guidée ou rayonnée selon une condition de sa fréquence de propagation. Les Figures (1.32 et 1.33) montrent que dans la zone de fréquences comprises entre $(-\beta c0$ et $+\beta c0)$ l'onde sera rayonnée. C'est ce qui est appelé « cône de la lumière ».

Cette propriété a été exploitée pour réaliser une antenne dite (*Backfire-to-Endfire Scanning Antenna*). C'est une antenne qui permet d'avoir un dépointage de faisceau entre la normale et l'avant (*Fwd - Broadside to Forward*) et puis entre la normale et l'arrière (*Bwd- Broadside to Backward*).

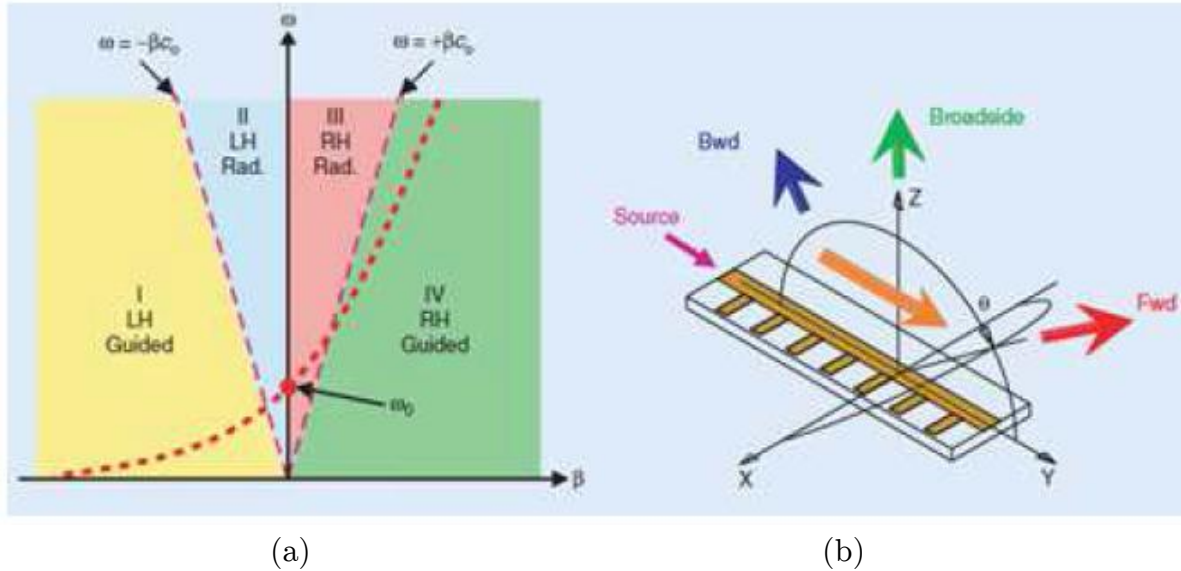


Figure 1.32. (a) Diagramme de dispersion d'une cellule « CRLH-TL » (b) Configuration de l'antenne (*Backfire-to-Endfire Scanning Antenna*) [53]

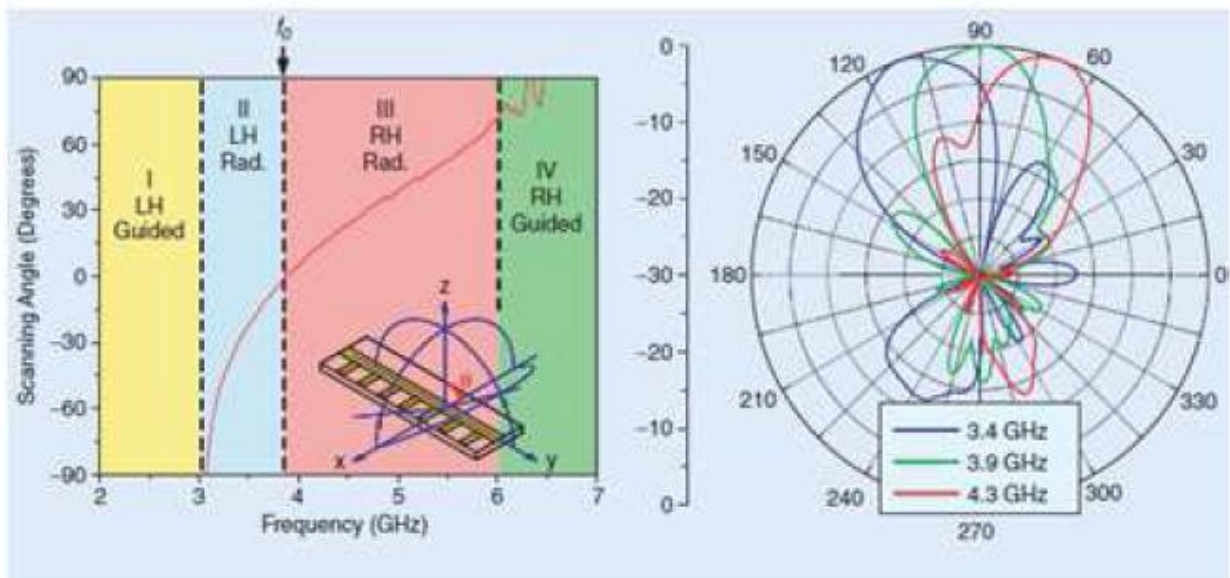


Figure 1.33. (a) variation de l'angle de dépointage en fonction de la fréquence (b) diagramme de rayonnement en fonction de la fréquence [53]

1.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons mis l'accent sur les définitions des structures, métallo-diélectriques appelées souvent Méta-matériaux qui présentent des propriétés intrinsèques exceptionnelles (permittivité et/ou perméabilité négatives).

Durant cette première partie et en se basant sur la théorie de Veselago, nous avons défini au départ les notions de base qui régissent les matériaux dits à main gauche (*LHM*). Une classification des Métamateriaux a été ensuite présentée en fonction du signe des paramètres effectifs des cellules Métamateriaux (*ENG*, *MNG* et *DNG*). Une liste des motifs et structurations des cellules Métamateriaux appartenant à cette classification ont été également présentées.

Pour profiter des propriétés intéressantes des Métamateriaux (taille de cellules très inférieure à la longueur d'onde ($a \ll \lambda$) et caractère résonnant), nous avons analysé les travaux les plus marquants de l'état de l'art destinés à des fonctionnalités filtrage et rayonnement.

Les travaux dans le domaine des filtres, [25,26] montrent que l'association des résonateurs SRR et CSRR à des filtres passe bande à ligne couplée permet d'éliminer les bandes parasites des filtres, ainsi que d'améliorer leur niveau de rejection.

Dans le domaine des antennes, les travaux [35] montrent que l'utilisation des substrats magnéton-diélectriques permet la réduction de la taille. D'autres travaux [37] se sont intéressés à l'utilisation d'un circuit résonant inspiré d'un seul motif unitaire Métamateriau. Pour établir une antenne miniature à fort gain avec un rendement proche de 90%.

Nous soulignons que la majorité, voire la quasi-totalité, des configurations présentées souffrent aussi de quelques limites, notamment l'encombrement. Ces limitations peuvent être liées à :

- La taille des cellules unitaires qui ne sont pas toujours bien optimisée et miniaturisée ;
- L'absence de reconfigurabilité des performances.

Afin d'accroître les performances et de repousser ces limites, une méthodologie de conception, des techniques de miniaturisation ainsi que l'étude de reconfigurabilité des cellules Métamateriaux feront l'objet du chapitre 2.

Chapitre 2 :

Etude des cellules

Métamateriaux miniatures et

agiles

Sommaire

2. ETUDE DES CELLULES METAMATERIAUX MIANTURES ET AGILES	47
2.1 Introduction	48
2.2 Démarche de conception des cellules Métamateriaux.....	48
2.3 Conception et analyse des cellules MNG.....	50
2.3.1 La cellule SRR (Split Ring Resonator).....	50
2.3.2 La cellule CSRR.....	54
2.4 Etude de la miniaturisation des cellules SRR.....	56
2.4.1 La miniaturisation par l'optimisation géométrique.....	56
2.4.2 La cellule SRR rectangulaire.....	59
2.5 Etude de l'agilité des cellules Métamateriaux.....	62
2.5.1 Modèle équivalent de la cellule SRR.....	62
2.5.2 Cellule SRR chargée par Z_{ca}	64
2.5.3 Cellule SRR chargée par Z_{cf}	65
2.5.4 Cellule SRR chargée par une diode Varactor.....	67
2.5.5 Cellule SRR chargée par une diode PIN.....	70
2.5.5.1 Etude paramétrique (gap gf).....	70
2.5.5.2 Cellule SRR chargée par une diode PIN.....	71
2.6 Conclusion.....	7

2.1 Introduction

Le chapitre précédent, nous a permis de nous situer au niveau des différentes classes de Métamateriaux à base de cellules périodiques métallo-diélectriques. L'étude théorique proposée par J. Pendry constituera le socle de base de notre démarche de conception des structures.

Nous sommes intéressés durant nos travaux à l'étude des cellules Métamateriaux unitaires en tant que résonateur sub-longueur d'onde, pas en tant que milieu volumique, pour l'intégrer à des dispositifs planaires tels que des filtres et des antennes.

Nous présenterons, en premier lieu, les conditions d'excitation requises pour effectuer une simulation électromagnétique des cellules unitaires. Nous détaillons ensuite une démarche méthodologique de conception des Métamateriaux répondant à un cahier des charges électromagnétique donné.

Nous présenterons par le biais d'une conception électromagnétique sous HFSS [56], l'analyse des résultats pour un ensemble de configurations de cellules Métamateriaux unitaires notamment les SRR et CSRR.

En deuxième partie, nous proposons une étude sur la miniaturisation des cellules SRR fondée sur une analyse de l'influence des dimensions sur la réponse magnétique.

La dernière partie de ce chapitre sera consacrée à l'étude de l'agilité des paramètres S_{21} des cellules Métamateriaux SRR en fonction des paramètres géométriques, et du chargement à l'aide d'une impédance variable des cellules.

Enfin, les résultats des structures reconfigurables chargées par une diode Varactor et une diode PIN seront présentés et discutés.

2.2 Démarche de conception des cellules Métamateriaux

Dans le but de concevoir et d'analyser les performances des cellules unitaires Métamateriaux, nous allons utiliser durant toute notre étude la méthode basée sur les paramètres [S].

La plus grande dimension de la cellule doit être suffisamment petite par rapport à la longueur d'onde ($d \ll \lambda$). Pratiquement les cellules que nous allons concevoir auront une taille autour de $\lambda/8$.

Pour que les cellules unitaires Métamatériaux aient un comportement Métamatériau, il faut que l'orientation du champ électrique et/ou magnétique soit bien choisie pour exciter la résonance. A titre d'exemple, un Métamatériau du type MNG formé par des boucles métalliques doit être excité à l'aide d'un champ \vec{H} doit être perpendiculaire à l'axe des boucles.

Pour plus de visibilité sur les étapes de conception et dans une approche didactique, nous allons présenter une démarche méthodologique sous forme d'un algorithme (Figure 2.1).

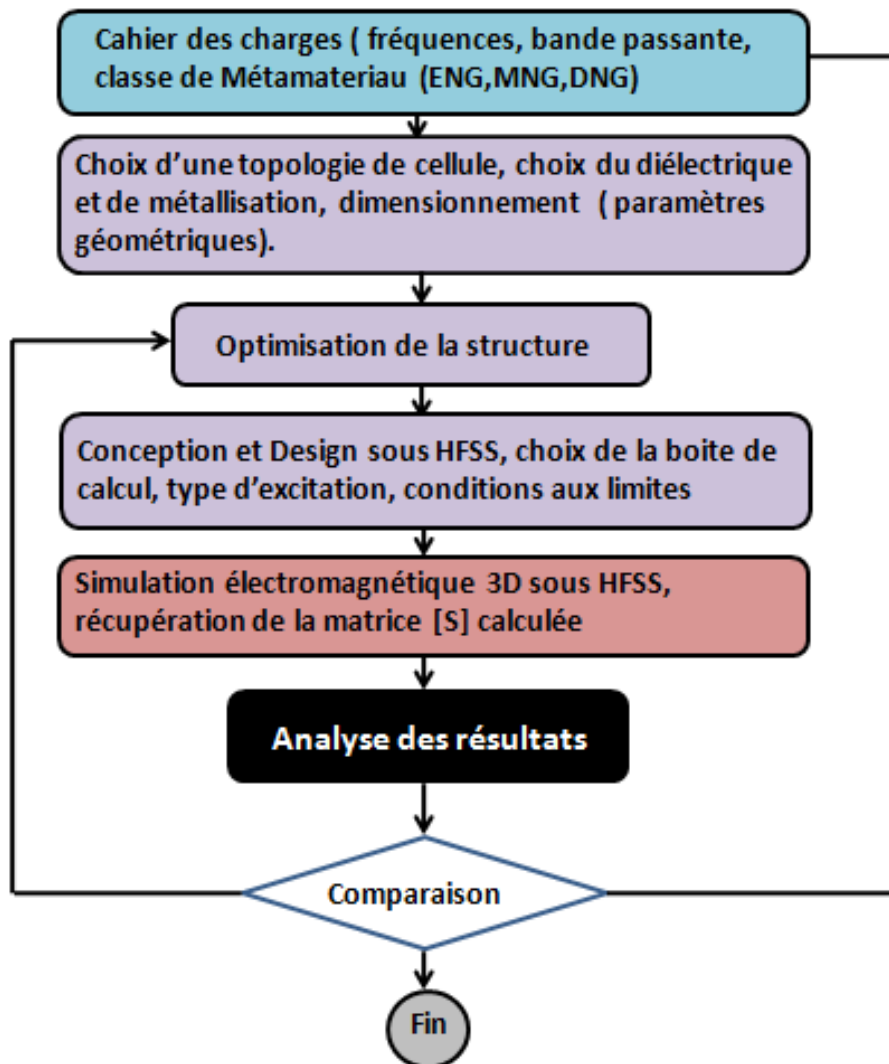


Figure 2.1. Algorithme de la démarche méthodologique de conception des cellules Métamatériaux

2.3 Conception et analyse des cellules MNG

2.3.1 La cellule SRR (Split Ring Resonator)

Dans cette partie, nous allons étudier les cellules unitaires de type SRR introduites premièrement par J. Pendry en forme circulaire et ensuite reprises par l'équipe de Dr.Smith en forme carrée. Pour valider la démarche méthodologique proposée précédemment, nous allons concevoir deux cellules SRR carrées, chacune opérant dans une bande de fréquence différente.

Nous avons opté, dans un premier temps, pour une conception autour de la fréquence 6.0GHz.

Nous rappelons que la taille globale de la cellule doit être inférieure à la longueur d'onde ($d \ll \lambda$) (autour de $\lambda/8$ pour notre cas).

Afin d'optimiser les paramètres géométriques de la structure, nous avons utilisé les équations de dimensionnement proposées par J.Pendry (Section 1.3.2 du 1^{er} chapitre).

La structure est basée sur deux anneaux carrés et fendus, avec une métallisation de cuivre (figure 2.2). Les dimensions ont été optimisées comme suit :

- La taille de substrat ($d = 5.8\text{mm}$) ;
- Le rayon de l'anneau externe ($r = 2.4\text{mm}$) ;
- La largeur de gap entre les anneaux ($g_a = 0.5\text{mm}$) ;
- La largeur de fente ($g_f = 1\text{mm}$) ;
- La largeur de la ligne micro ruban ($w = 0.5\text{mm}$).

Les anneaux seront imprimés sur un substrat diélectrique de type «RT/DuroidTM» ayant les caractéristiques suivantes : [permittivité relative ($\epsilon_r = 2.2$) ; épaisseur ($h = 0.8\text{ mm}$) et $\text{tg}(\delta) = 0.0001$].

Avant de procéder à la simulation, une boîte de calcul numérique a été mise en place sous *HFSS*, ayant des murs électrique et magnétique comme conditions aux limites. Ces murs doivent vérifier les conditions d'excitation requises pour la cellule magnétique *SRR*. Le champ magnétique \vec{H} doit être orienté selon l'axe des anneaux OZ et ceci pour garantir une meilleure excitation magnétique et faire circuler un courant d'induction sur les anneaux. A cet effet deux murs magnétiques seront configurés parallèles au plan (XY) et deux murs électriques parallèles au plan (XZ),

le champ électrique \vec{E} est parallèle à OY pour garder une approche symétrique de la répartition du courant, tandis que le vecteur de propagation k est suivant l'axe OX.

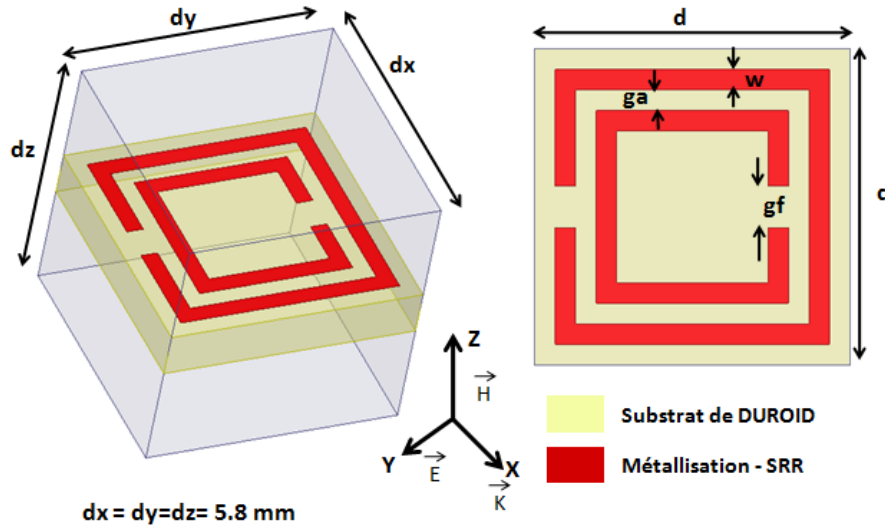


Figure 2.2. Configuration de la cellule *SRR* carrée imprimée sur un substrat de RT/Duroid™, la cellule est mise dans une boîte de calcul HFSS avec des murs magnétiques et électriques

Les résultats de simulation des paramètres S montrent un comportement coupe bande autour de la fréquence 6.2 GHz. Une réflexion (S11) tend vers 0dB avec une transmission (S21) très atténuée autour de -20 dB (Figure 2.3). Ce résultat confirme un phénomène de bande interdite autour de la fréquence de résonance de la cellule Métamateriau.

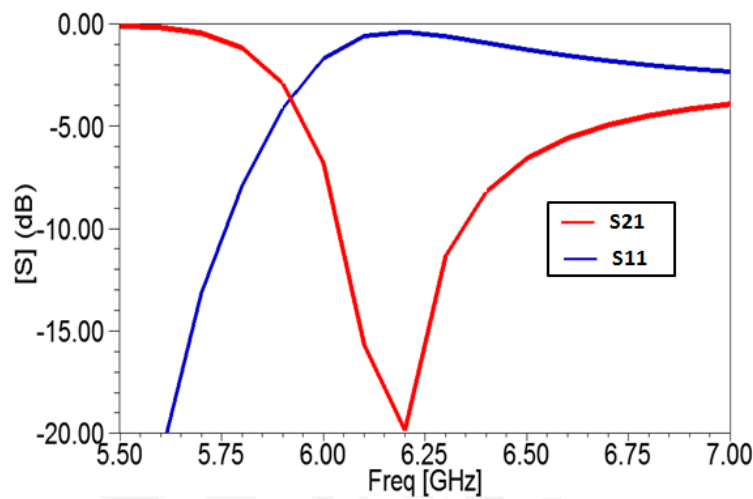


Figure 2.3. Résultats de simulation des paramètres S11 et S21 de la cellule *SRR* carrée

Pour mieux maîtriser le comportement résonnant de la cellule en fonction de la polarisation de l'onde, nous avons modifié l'orientation des champs électromagnétiques et de la direction de propagation. Pour ce faire, quatre autres configurations sont étudiées.

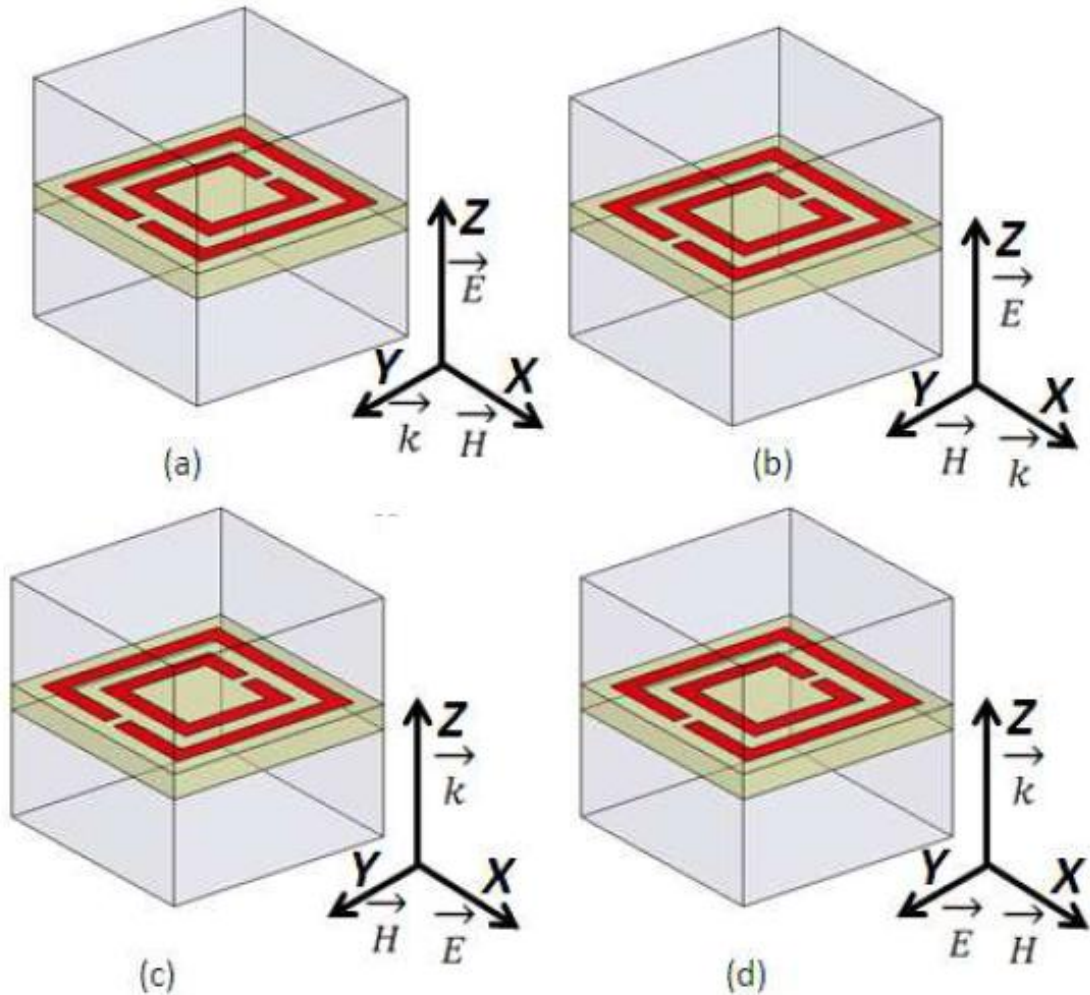


Figure 2.4. Cellule SRR carrée et différentes polarisations électromagnétiques

Les résultats de la Figure 2.5 montrent que la transmission atteint des valeurs très importantes dans la bande [5.5, 6.5] GHz. Le phénomène de bande interdite n'est plus présent autour de la résonance des cellules SRR. Ces résultats confirment que le choix de la polarisation du champ électromagnétique d'excitation est une condition primordiale pour optimiser le niveau du couplage et d'assurer un phénomène Métamateriau. Ce choix sera déterminant lors de l'intégration de la cellule dans l'environnement de fonctionnement du dispositif.

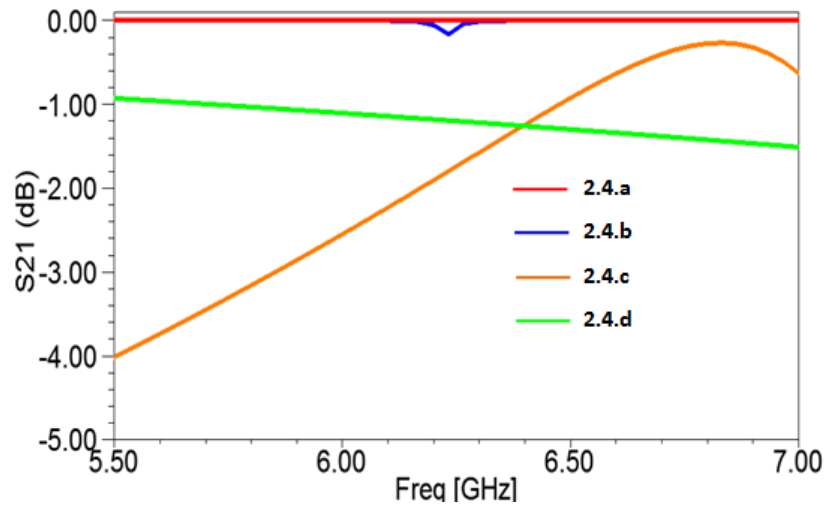


Figure 2.5. Paramètres S21 simulés pour les polarisations des Figure 2.4(a), 4(b), 4 (c) et 4(d)

Pour valider la démarche de dimensionnement et de conception, nous avons optimisé à nouveau une cellule SRR pour un fonctionnement autour de la fréquence 5.0GHz (Figure 2.6). Les différentes dimensions optimisées sont données ci-après :

- La taille de substrat ($d = 6.4$ mm) ;
- Le rayon de l'anneau externe ($r = 2.7$ mm) ;
- La largeur de gap entre les anneaux ($ga = 0.5$ mm) ;
- La largeur de fente ($gf = 1$ mm) ;
- La largeur de la ligne micro ruban ($w = 0.5$ mm).

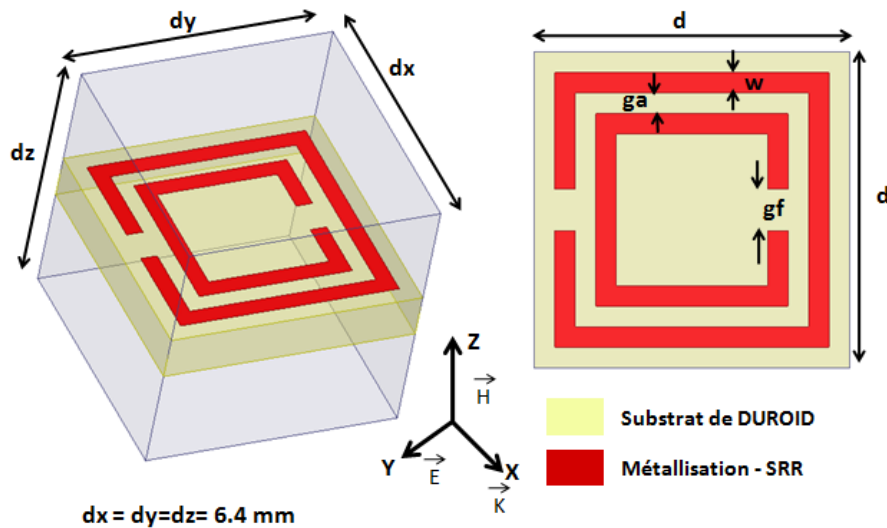


Figure 2.6. Configuration de la cellule SRR carrée imprimée sur un substrat de RT/Duroid™, la cellule est mise dans une boîte de calcul HFSS avec des murs magnétiques et électriques

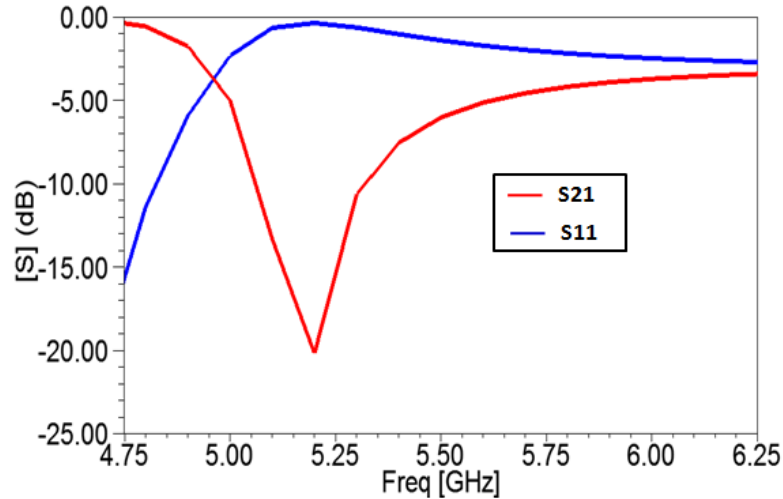


Figure 2.7. Résultats de simulation des paramètres S11 et S21 de la cellule SRR carrée

Les résultats des paramètres S (Figure 2.7) de la cellule SRR montrent un comportement coupe bande autour de 5.2 GHz avec une transmission de -20 dB. Ce résultat confirme un phénomène de bande interdite autour de la fréquence de résonance de la cellule Métamateriau.

2.3.2 La cellule CSRR

Pour des applications planaire, nous proposons de travailler sur une cellule SRR complémentaire CSRR (Complementary Split Ring Resonator) introduite par l'équipe de F.Falcone [57].

Nous rappelons que pour assurer la résonance, la cellule complémentaire (CSRR) doit présenter une polarisation inversée par rapport à la SRR. En effet, le champ \vec{E} sera perpendiculaire au plan de la métallisation tandis que le champ \vec{H} sera parallèle. Cette inversion des conditions de polarisation électromagnétique favorisera l'utilisation de la cellule CSRR pour des dispositifs planaires.

Pour valider le concept de la CSRR, nous avons optimisé une cellule CSRR pour un fonctionnement autour de la fréquence 6.0GHz. Les paramètres géométriques optimisés de la cellule CSRR (Figure 2.8) :

- La taille de substrat ($d = 5.8\text{mm}$) ;
- La largeur des pistes ($ga = 0.5\text{mm}$) ;
- La largeur des pistes de liaison ($gf = 1\text{mm}$) ;
- La largeur des fentes entre anneaux ($w = 0.5\text{mm}$).

Le substrat diélectrique est de type RT/Duroid™ avec les caractéristiques suivantes : [permittivité relative ($\epsilon_r = 2.2$) ; épaisseur ($h=0.8$ mm) et des pertes dans le diélectrique ($Tg(\delta) = 0.0001$)].

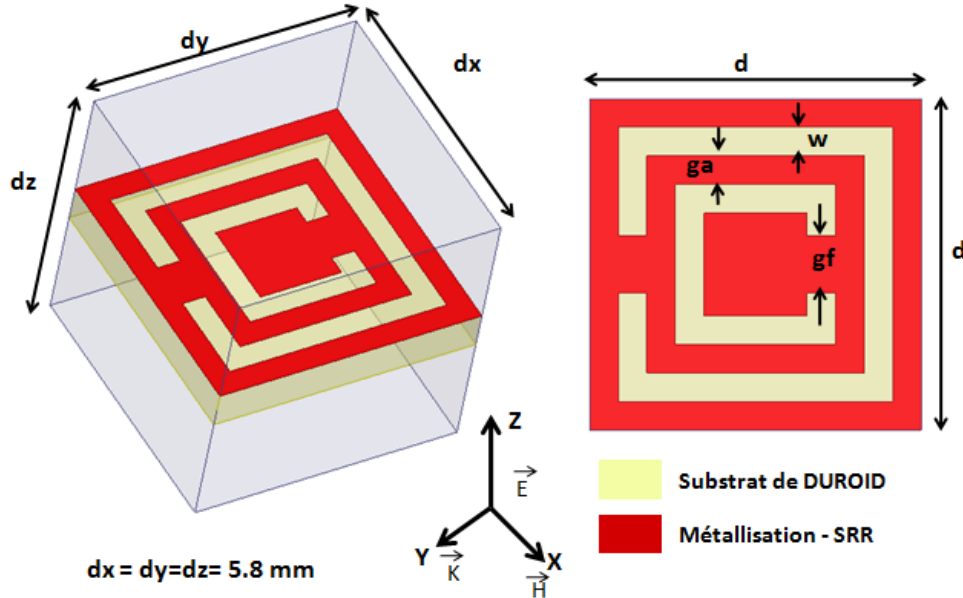


Figure 2.8. Configuration de la cellule unitaire CSRR dans sa boîte de calcul

Les paramètres S (Figure 2.9) affichent un comportement coupe bande avec un pic d'atténuation de -30 dB à la fréquence 6.2GHz. Ce résultat confirme un phénomène de bande interdite autour de la fréquence de résonance de la cellule Métamateriau.

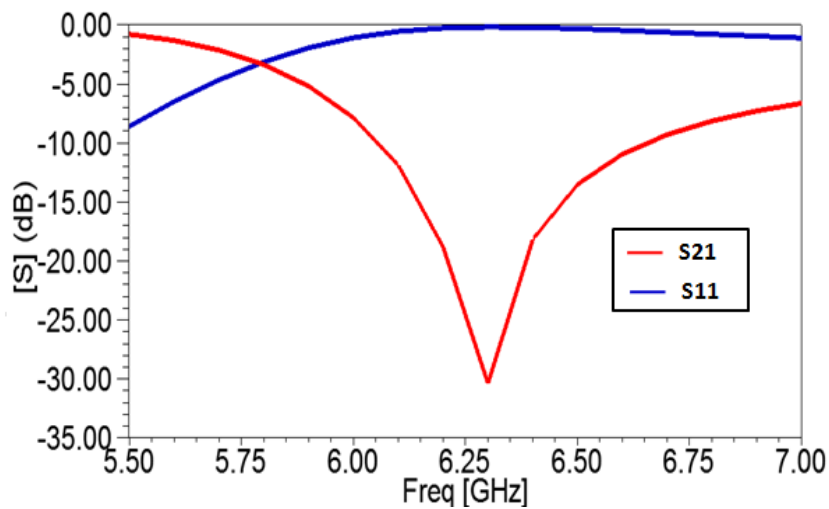


Figure 2.9. Résultats de simulation des paramètres S11 et S21 de la cellule CSRR carrée

A présent, les conditions d'excitation et le dimensionnement sont parfaitement maîtrisés. Nous allons dédier la suite du chapitre à la miniaturisation et à l'agilité des cellules Métamatériaux.

2.4 Etude de la miniaturisation des cellules SRR

2.4.1 La miniaturisation par l'optimisation géométrique

Dans la section (2.2.1) de ce chapitre, nous avons proposé une cellule SRR optimisée pour un fonctionnement autour de la fréquence 6.0GHz. Nous avons repéré un pic d'atténuation au niveau du paramètre de transmission S21.

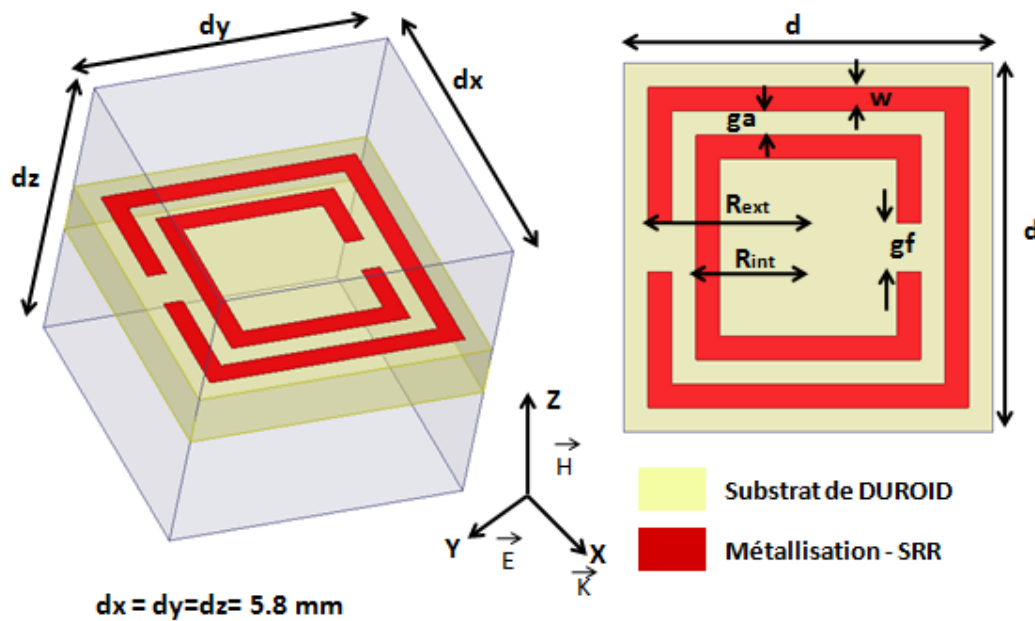


Figure 2.10. Configuration de la cellule *SRR* carrée imprimée sur un substrat de RT/Duroid™, la cellule est mise dans une boîte de calcul HFSS avec des murs magnétiques et électriques

Nous rappelons les paramètres géométriques optimisés de la cellule SRR (figure 2.10) :

- La taille de substrat ($d = 5.8\text{mm}$) ;
- Le rayon de l'anneau externe ($R_{ext} = 2.4\text{mm}$) ;
- Le rayon de l'anneau interne ($R_{int} = 1.9\text{mm}$) ;
- La largeur de gap entre les anneaux ($g_a = 0.5\text{mm}$) ;
- La largeur de fente ($g_f = 1\text{mm}$) ;
- La largeur de la ligne micro ruban ($w = 0.5\text{mm}$).

Le substrat diélectrique est de type « RT/Duroid™ » avec les caractéristiques suivantes : permittivité relative ($\epsilon_r = 2.2$) ; épaisseur ($h=0.8$ mm) et des pertes dans le diélectrique ($Tg(\delta) = 0.0001$).

Le paramètre de transmission S21 (Figure 2.11) montre un pic d'atténuation à 6.2GHz ce qui correspond à la fréquence de résonance magnétique. La longueur d'onde correspondant à cette fréquence est $\lambda_0 = 5$ cm. Etant donné que la taille de la cellule est $d = 5.8$ mm, nous remarquons qu'elle est équivalente à $\lambda_0/8$.

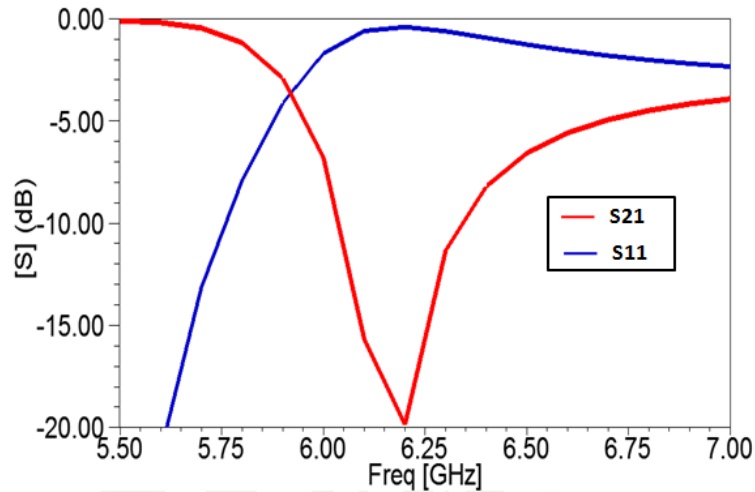


Figure 2.11. Résultats de simulation des paramètres S11 et S21 de la cellule SRR carrée

La structure SRR est largement modélisée comme un circuit résonant $L-C$ dans plusieurs travaux [58-62]. La fréquence de résonance est inversement proportionnelle à \sqrt{LC} . En fait, la capacité équivalente C est composée d'une capacité C_f et une autre C_a qui sont respectivement la capacité créée dans les fentes de chaque anneau et la capacité liée à l'ouverture entre les deux anneaux [61]. L'inductance équivalente dépend de la longueur du conducteur des deux anneaux et aussi de l'ouverture entre anneaux [61,62].

L'objectif de notre étude réside dans la détermination des règles de variation des paramètres géométriques formant les inductances et capacités équivalentes afin de réaliser une miniaturisation de la taille de la cellule SRR. L'investigation concerne l'effet de la variation du gap gf de la fente, du gap ga de l'ouverture entre les anneaux et de la largeur w des pistes conductrices.

Selon les travaux de l'équipe de J.D.Baena [62] la diminution du gap, gf , augmente la capacité créée dans le gap. Par conséquent la capacité équivalente du circuit $L-C$ sera augmentée, ce qui implique une baisse de la fréquence de résonance de la cellule SRR.

Selon le modèle analytique de [62], la diminution de la distance entre les anneaux, ga , augmente la capacité créée dans le gap ainsi qu'une augmentation de l'inductance mutuelle. Ceci a un effet considérable sur l'augmentation des valeurs de L et C équivalentes du modèle L-C de la cellule SRR. La fréquence de résonance sera donc plus basse.

Une diminution de la largeur de la piste conductrice, w , entraîne une augmentation du rayon de l'anneau interne, selon le modèle analytique [62] présenté dans la relation 2.1. Une telle augmentation provoque un accroissement de la valeur de capacité Ca créée entre les deux anneaux, et par conséquent une baisse de la fréquence de résonance de la cellule SRR.

$$Ca = 0.06 + 3,5 \cdot 10^{-5} (R_{int} + R_{ext}) \quad 2.1$$

Avec

R_{ext} : Le rayon de l'anneau externe

R_{int} : Le rayon de l'anneau interne

Afin de miniaturiser la taille de la cellule SRR étudiée (figure 2.8), nous avons simulé sous HFSS, deux structures SRR, en variant les trois paramètres : le gap gf des fentes des deux anneaux (entre 1 mm et 0.4mm), le gap ga de l'ouverture entre les anneaux (entre 0.5mm et 0.2mm), et de la largeur w des pistes conductrices (entre 0.5mm et 0.2mm).

Les dimensions des deux structures conçues sont illustrées dans le tableau 2.1

	Largeur de gap entre les anneaux (ga)	Largeur de la fente (gf)	La largeur de la ligne microruban (w)	Taille de la cellule	Facteur de réduction
SRR de base	0.5mm	1 mm	0.5 mm	$\lambda_0/8$	1
Structure 1	0.3mm	0.6 mm	0.3 mm	$\lambda_0/11$	1.3
Structure 2	0.2mm	0.4 mm	0.2 mm	$\lambda_0/14$	1.6

Tableau 2-1. Comparaison des dimensions des cellules SRR miniaturisées

Les résultats de paramètres S_{21} (Figure 2.12) montrent une bonne convergence entre la courbe de la cellule SRR initiale et les courbes des deux structures miniaturisées 1 et 2. On peut en déduire donc la diminution de la taille de la cellule SRR par un facteur de 1.3 par rapport à la structure 1 et de 1.6 par rapport à la structure 2. La taille de la cellule est réduite à $\lambda_0/14$, au lieu $\lambda_0/8$ pour la cellule SRR initiale.

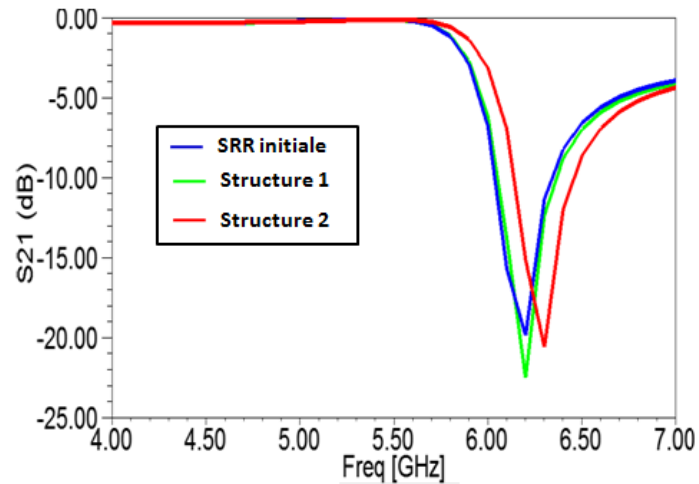


Figure 2.12. Comparaison des résultats de S_{21} des cellules SRR de base et les deux structures miniaturisées 1 et 2.

2.4.2 La cellule SRR rectangulaire

Dans le but de disposer de cellules Métamatériaux miniatures rectangulaires, nous proposons une optimisation de la taille de la cellule unitaire selon l'axe oy . Cette nouvelle forme est très utile pour des chargements à forte contrainte dans le sens de la propagation des ondes.

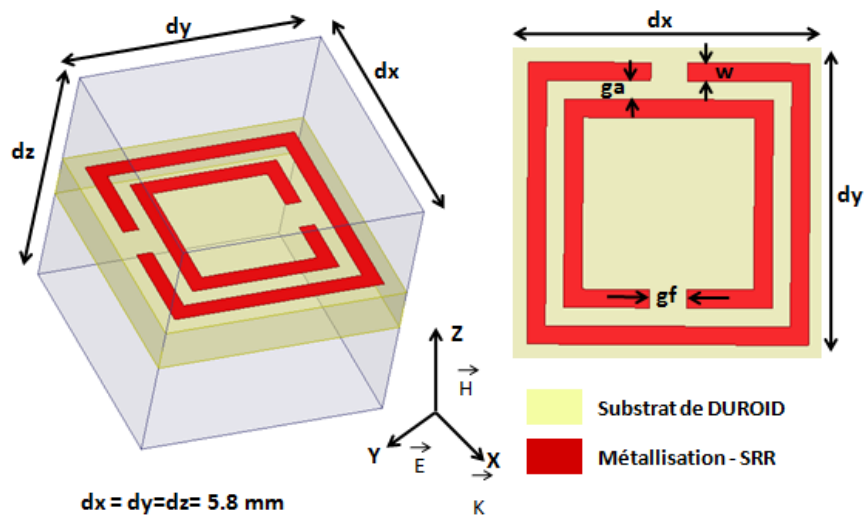


Figure 2.13. Configuration de la cellule unitaire SRR dans sa boîte de calcul

Pour expliquer le principe de cette technique, nous utilisons une cellule SRR (Figure 2.13) selon les dimensions optimisées dans la section 2.3.1 ;

Cette cellule est sous la forme d'un carré d'une taille $dz = dx = 5.8\text{mm}$, et de surface :

$$S_{XY} = dx \cdot dy \quad 2.2$$

Nous avons vu dans la section précédente que la fréquence de résonance dépend de la capacité équivalente de la cellule et par conséquent une dépendance des paramètres géométriques ga , gf et w .

Par ailleurs, il faut noter que l'inductance du circuit équivalent L - C dépend essentiellement des longueurs des pistes conductrices formant les deux anneaux, ce qui signifie que l'inductance L sera en relation avec la surface S_{xz} de la cellule.

Le principe de la technique de miniaturisation repose sur l'utilisation d'une cellule SRR rectangulaire (Figure 2.14). Cette forme nous impose deux côtés de dimensions différentes ($dx \neq dy$). Le cas de ($dy < dx$) répond plus à notre besoin, puisque la dimension de la cellule suivant l'axe Oz sera diminuée tout en conservant la surface S_{xy} proche de celle de la cellule SRR carrée.

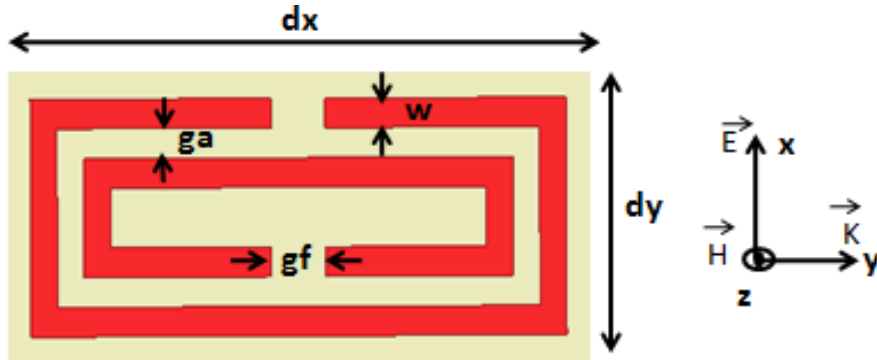


Figure 2.14. Configuration de la cellule SRR rectangulaire

Selon cette technique, nous prédisons que la fréquence de résonance sera quasiment la même (aux effets de couplage près) que celle d'une cellule CSRR carrée tout en diminuant la dimension suivant l'axe Oy .

Pour valider notre prédiction, nous avons simulé les deux formes carrée et rectangulaire de la cellule SRR selon les paramètres géométriques suivants :

SRR carrée

- La surface de la cellule ($S_{xy} = dx \cdot dy = 5.8 \times 5.8 = 33.64 \text{ mm}^2$) ;
- La taille de substrat ($d = 5.8 \text{ mm}$) ;
- La largeur des pistes ($ga = 0.5 \text{ mm}$) ;
- La largeur des pistes de liaison ($gf = 1 \text{ mm}$) ;
- La largeur des fentes entre anneaux ($w = 0.5 \text{ mm}$).

SRR rectangulaire

- La surface de la cellule ($S_{xy} = dx \cdot dy = 6.9 \times 4.5 = 31.05 \text{ mm}^2$) ;
- La largeur des pistes ($ga = 0.5 \text{ mm}$) ;
- La largeur des pistes de liaison ($gf = 1 \text{ mm}$) ;
- La largeur des fentes entre anneaux ($w = 0.5 \text{ mm}$).

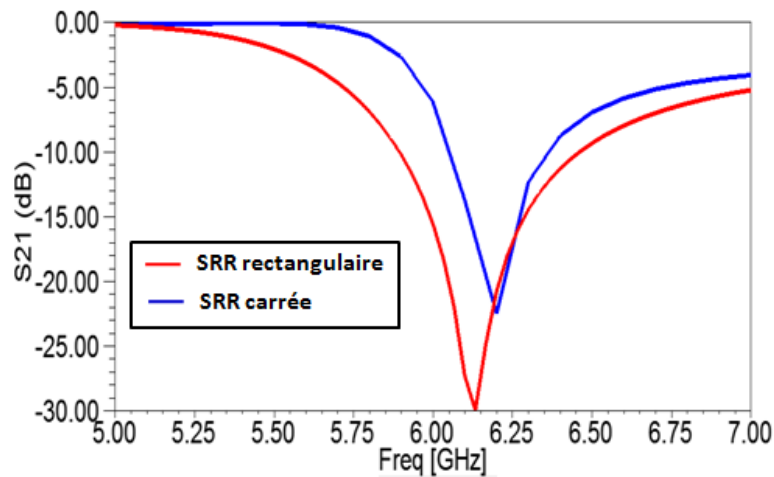


Figure 2.15. Comparaison du S21 des cellules SRR de base et rectangulaire

Les résultats de paramètres S21 (Figure 2.15) montrent une bonne convergence entre les courbes des cellules SRR carrée et rectangulaire. On observe un décalage de 50 MHz vers les basses fréquences pour le cas de la cellule rectangulaire. Ce décalage s'explique, en partie, par le choix des dimensions $6.9 \text{ mm} \times 4.5 \text{ mm}$ qui donnent une surface S_{xy} relativement inférieure à celle de la cellule carrée. A cela, il faut ajouter les effets du couplage mutuel entre les pistes horizontal. Les dimensions de la cellule SRR rectangulaire, peuvent être optimisées en imposant la condition suivante : (S_{xy} (SRR rectangulaire) = S_{xy} (SRR carrée)) et (dy (SRR rectangulaire) < dy (SRR carrée)).

Les résultats de paramètres S21 montrent une diminution de la taille de la cellule SRR suivant l'axe Oy par un facteur de 1.3. La taille de la cellule suivant cet axe est réduite à $dy = \lambda_0 / 11$, au lieu de $dy = \lambda_0 / 8$ pour la cellule SRR carrée.

Une comparaison des méthodes de miniaturisation de la cellule SRR est présentée dans le tableau 2.2. Des choix peuvent s'opérer, en fonction des contraintes d'intégration dans l'environnement de fonctionnement de la cellule.

Dimensions	SRR de base	Optimisation des dimensions	SRR rectangulaire
dz	$\lambda_0/8$	$\lambda_0/14$	$\lambda_0/11$
dy	$\lambda_0/8$	$\lambda_0/14$	$\lambda_0/8$
dx	$\lambda_0/8$	$\lambda_0/14$	$\lambda_0/7$

Tableau 2-2. Comparaison des méthodes de miniaturisation de la cellule SRR

2.5 Etude de l'agilité des cellules Métamatériaux

2.5.1 Modèle équivalent de la cellule SRR

Pour étudier l'agilité de la cellule unitaire SRR, nous avons jugé utile d'établir son modèle équivalent en termes d'éléments localisés (L et C), et ensuite dégager leurs expressions en fonction des paramètres géométriques de la cellule.

Le modèle équivalent (sans pertes) de la cellule SRR a été largement exploré par plusieurs travaux [58-62], qui confirment que la cellule SRR est équivalente à un résonateur (L - C) selon la Figure 2.16.

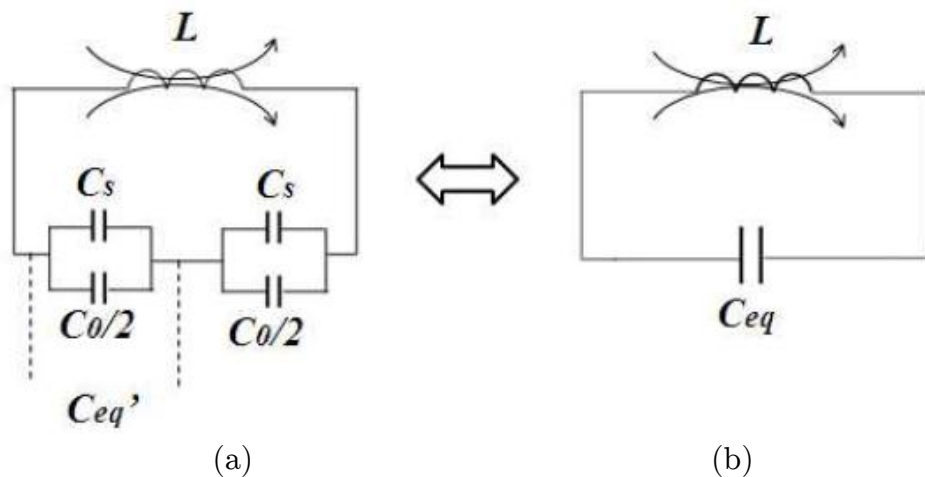


Figure 2.16. (a) modèle équivalent de la cellule SRR en fonction de L , C_s et C_o (b) modèle équivalent simplifié en fonction de L et C_{eq}

C_s représente la capacité créée dans les gaps capacitifs de chaque anneau, son expression est donnée comme suit :

$$C_s = 2,2 \varepsilon_0 \frac{W}{g_f} t \quad 2.3$$

Avec ε_0 la permittivité du vide et t l'épaisseur de la métallisation des gravures de la cellule SRR.

C_0 indique la capacité créée par le gap capacitif entre les anneaux, et est donnée par la relation suivante :

$$C_0 = 0.06 + 3,5 \cdot 10^{-5} (R_{\text{int}} + R_{\text{ext}}) \quad 2.4$$

Avec R_{int} et R_{ext} sont respectivement les rayons de l'anneau interne et externe.

L'inductance L est formée par la self créée par la longueur des gravures des anneaux, l'expression donnée dans la relation 2.5 prend en considération les effets des discontinuités lies aux gaps gf .

$$L = \frac{K \mu_0 n^2 L_a}{2\pi} \left[\ln\left(\frac{2}{\rho}\right) + 0,5 + 0,178\rho + 0,0146\rho + \frac{0,5 (n-1) g_a^2}{(\rho n)^2} + \frac{0,178 (n-1) g_a}{n} - \frac{1}{n} \ln\left(\frac{W+t}{w}\right) \right] \quad 2.5$$

Avec

$$\mathbf{K} = \frac{2l_a - 2g_a - g_f}{2l_a - 2g_a} \quad 2.6$$

Et

$$\mathbf{\rho} = \frac{nw + (n-1)g_f}{l_a} \quad 2.7$$

L'ensemble des paramètres constituant les précédentes relations sont données comme suit :

n : le nombre de spires ;

μ_0 : la perméabilité du vide ;

l_a : la dimension de l'anneau externe.

La pulsation de résonance de la cellule SRR est donnée par la relation 2.8 :

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC_{eq}}} \quad 2.8$$

Avec

$$C_{eq} = C_s/2 + C_0/4 \quad 2.9$$

D'après les relations 2.8 et 2.9, nous constatons que la fréquence de résonance de la cellule SRR unitaire est inversement proportionnelle aux capacités C_s et C_0 . L'étude de l'agilité des performances de la cellule SRR est conforme à l'étude de la variation des dites capacités.

Nous proposons donc de charger les gaps capacitifs (gf et ga) de la cellule SRR par des capacités variables. L'étude est effectuée selon deux investigations différentes. La première investigation consiste à étudier une SRR chargée par une impédance capacitive Z_{ca} qui est placée dans le gap ga . La deuxième investigation, quant à elle, consiste à charger la cellule SRR par une impédance capacitive Z_{cf} qui est placée dans le gap gf .

2.5.2 Cellule SRR chargée par Z_{ca}

La cellule SRR préalablement optimisée est utilisée pour étudier l'agilité en fréquence en fonction de la valeur de l'impédance Z_{ca} .

Sous HFSS, l'impédance Z_{ca} est un carré (0.3 mm x 0.3 mm) inséré d'une manière symétrique dans le gap ga comme le montre la figure 2.17. Nous avons attribué à cette impédance, une condition aux limites de type charge localisée (représentée dans HFSS par « *lumped RLC* »). Les valeurs de la résistance R et de l'inductance L constituant la condition aux limites sont maintenues à 0, seule la valeur de C est variable dans cette étude. Il est clair que la variation de C est équivalente à la variation de la capacité C_0 mentionnée dans la section 2.4.1.

Le but de cette étude est de faire varier la valeur de C_0 afin d'évaluer son impact sur la variation de la fréquence de résonance de la cellule SRR.

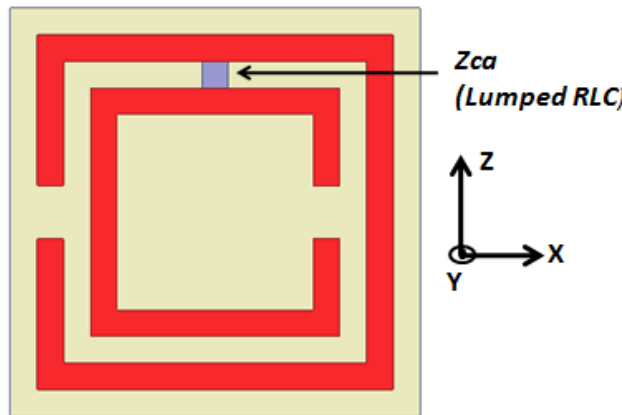


Figure 2.17. Cellule SRR chargée par une impédance Z_{ca}

Nous avons fait varier la capacité C du modèle (RLC) entre 0.6 pF et 1.4 pF par un pas de 0.2 pF ;

L'étude du comportement fréquentiel (Figure 2.18) de la cellule SRR chargée par l'impédance capacitive Z_{ca} montre que la fréquence de résonance tend vers les basses fréquences en augmentant la valeur de C qui coïncide dans ce cas avec C_0 . Ce comportement converge avec l'équation de la pulsation de résonance de la cellule SRR décrite dans la section précédente.

Nous avons remarqué aussi une sensibilité de la cellule aux variations de la capacité C_0 : un décalage fréquentiel de 100 MHz est produit suite à une variation seulement de 0.2 pF.

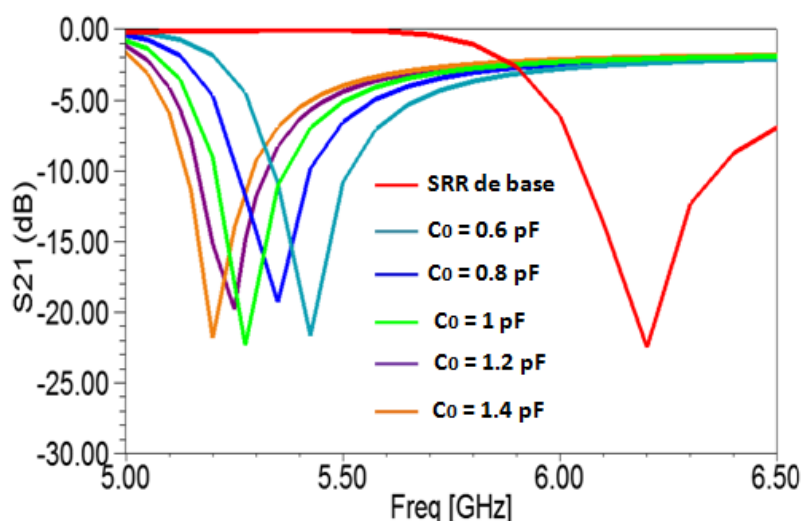


Figure 2.18. Variation de S_{21} pour plusieurs valeurs de C_0

2.5.3 Cellule SRR chargée par Z_{cf}

Nous aborderons dans cette partie le chargement de la cellule SRR par une impédance capacitive qui sera située aux bornes du gap gf de la cellule SRR. Il faut noter que la cellule SRR comporte deux gaps gf puisqu'elle est composée de deux anneaux fondus. Une étude de la cartographie du champ électrique \vec{E} nous permet de déterminer le gap adéquat pour loger l'impédance capacitive Z_{cf} .

La figure 2.19, montre que le niveau du champ électrique \vec{E} est très accentué sur le gap gf de l'anneau externe en comparaison avec celui de l'anneau interne. A cet effet le gap gf de l'anneau externe (Figure 2.13) sera choisi pour loger l'impédance

Z_{cf} constituée par un rectangle de (0.6 mm x 0.3 mm). Z_{cf} aura une condition aux limites de type charge localisée (représentée dans HFSS par « *lumped RLC* »). Le but est de faire varier la valeur de C_s afin d'évaluer son impact sur la variation de la fréquence de résonance de la cellule SRR. R et L seront maintenus à 0 durant cette étude.

La capacité C_s variera entre 0.6 pF et 1.4 pF par un pas de 0.2 pF. Les résultats de variation de S_{21} en fonction de C_s (figure 2.20) affichent un décalage de la fréquence de résonance vers les basses fréquences en augmentant C_s . Ce résultat converge à nouveau avec l'équation de la pulsation de résonance de la cellule SRR décrite dans la section 2.4.1.

Nous avons remarqué aussi une sensibilité de la cellule aux variations de la capacité C_s : un décalage fréquentiel de 80 MHz est produit suite à une variation seulement de 0.2 pF.

Nous pouvons aussi remarquer que la cellule SRR chargée par l'impédance Z_{ca} est sensible aux variations des valeurs de C_o en comparaison avec la cellule SRR chargée par Z_{cf} .

Pour conclure cette étude, nous pouvons confirmer que l'utilisation d'une diode Varactor placée dans le gap gf sera un choix judicieux pour réaliser une cellule SRR reconfigurable avec une bonne précision de la variation de la fréquence de résonance.

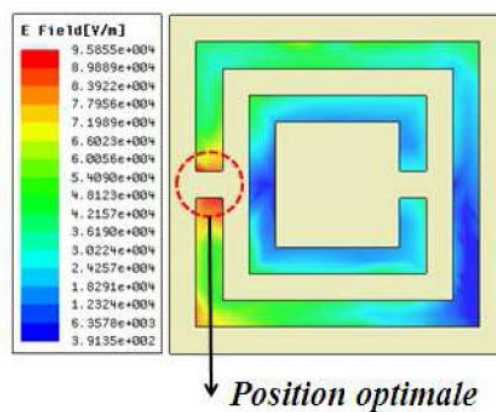


Figure 2.19. Cartographie du champ électrique \vec{E} sur la métallisation de la structure SRR à la fréquence 6.2 GHz

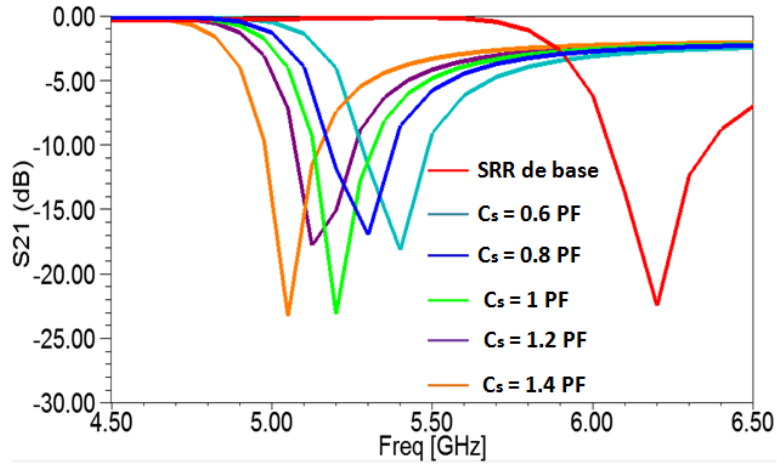


Figure 2.20. Variation de S_{21} pour plusieurs valeurs de C_s

2.5.4 Cellule SRR chargée par une diode Varactor

Dans l'état de l'art, nous trouvons quelques travaux qui ont abordé la possibilité de réaliser une cellule Métamatériaux reconfigurable en fonction d'une consigne de commande électrique [63-67]. Dans les papiers [63-64], l'équipe de M. T. H. Hand a proposé une cellule constituée d'un anneau imprimé où on a inséré une capacité variable de type BST sur le gap. La même équipe a proposé [68,69] une structure Métamatériau reconfigurable comprenant un Switch de type MEMS. Les résultats ont montré une reconfigurabilité entre deux états selon la polarisation du commutateur MEMS. En revanche, cette technique nécessite des tensions de polarisation trop importantes.

Dans notre travail, nous avons choisi de réaliser une cellule SRR reconfigurable composée d'une diode Varactor.

La diode Varactor est une jonction PN dont la capacité équivalente (C_d) varie en fonction de la tension de polarisation, cela résulte de la variation de la zone de déplétion (ou zone de charge d'espace) en fonction de la tension aux bornes de la diode.

Nous avons évoqué précédemment, que la capacité C_s insérée dans le gap gf de la cellule SRR varie dans l'intervalle $[0.6\text{pF} ; 1.4\text{ pF}]$. Le choix de la diode Varactor hyperabrupt *SMV 1405-079* de chez *Skyworks* se justifie par la variation de la valeur de la capacité de jonction de cette diode (C_d), décroît linéairement avec une tension de polarisation DC qui varie entre 0V et 8V .

Nous avons évalué dans ce modèle, d'une part la valeur de la capacité minimale $C_d(\min) = 0.63\text{ pF}$, et d'autre part, la valeur de C_d possédant un large champ de

variation dans l'intervalle $[0.63 \text{ pF et } 2.96 \text{ pF}]$. Ce modèle de diode Varactor ne nécessite pas une forte tension de polarisation ($V_{dc} (max) = 8V$), ce qui favorise son utilisation pour des applications RF à faible consommation (Annexe 1).

Pour illustrer les étapes de conception d'une cellule SRR reconfigurable avec une diode Varactor, nous proposons la démarche méthodologique suivante :

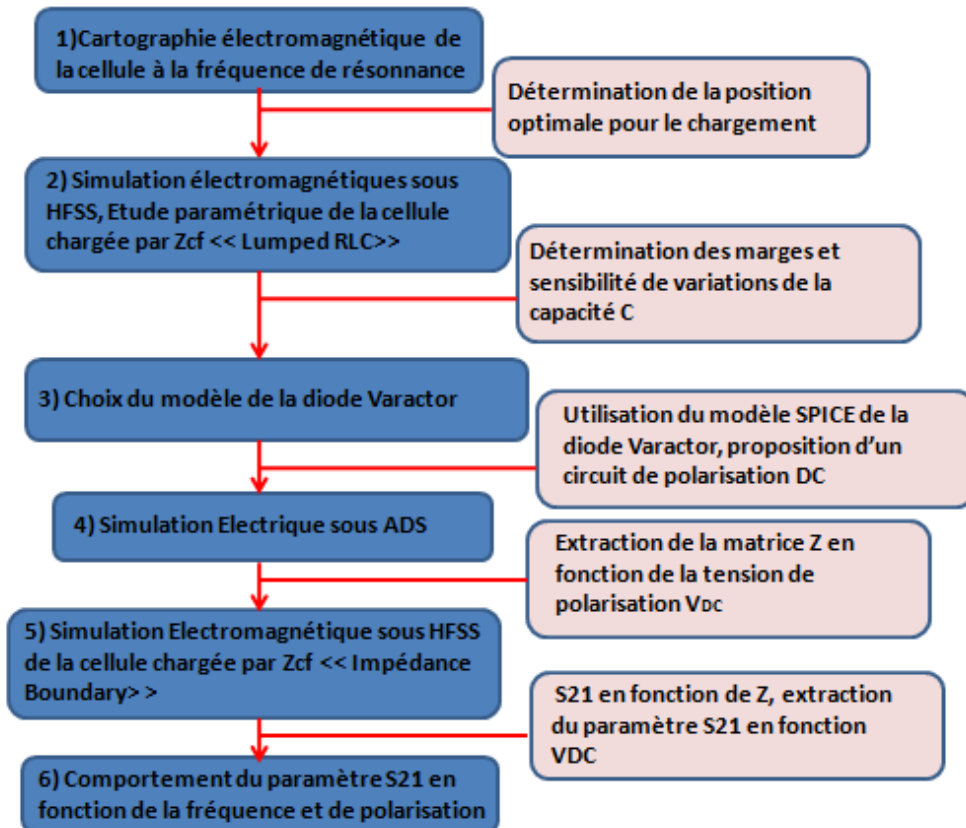


Figure 2.21. Démarche méthodologique de la conception de la cellule SRR reconfigurable à base de diode Varactor

Après avoir validé les étapes 1,2 et 3 (sections 2.4.2 et 2.4.3), la diode Varactor *SMV 1405-079* avec le circuit de polarisation est étudiée sous *ADS* [70] selon le modèle SPICE fourni par le constructeur *Skyworks*. Le but de cette étude est d'optimiser premièrement les valeurs d'inductances de choke L_s et la capacité de filtrage C_f afin de découpler le signal *RF* et le *DC*. Après une première optimisation nous choisissons les valeurs suivantes : $L_s = 47 \text{ nH}$ et $C_f = 20 \text{ pF}$. Cette simulation électrique de la diode avec le circuit de polarisation (Figure 2.22), nous aide à déterminer les marges de variation de l'impédance caractéristique Z de la diode en fonction de la tension de polarisation V_{dc} .

L'étape 5 de la démarche méthodologique, consiste à effectuer une simulation électromagnétique de la cellule SRR sous HFSS. Le gap gf de la cellule est chargé par une impédance Z_{cf} avec la condition aux limites « *Impedance Boundary* ». Les parties réelle et imaginaire de Z_{cf} , seront extraites des valeurs de l'impédance caractéristique Z de la diode Varactor, issues de la simulation électrique de l'étape 4.

La dernière étape de la démarche, nous conduit finalement à étudier le comportement du paramètre S21 de la cellule chargée, en fonction de la tension de polarisation V_{dc} pour des fréquences constantes. Cette étape est subdivisée en deux sous étapes. La première étape consiste à tracer la caractéristique Z en fonction de V_{dc} . La deuxième sous étape, capitalise les résultats des étapes précédentes, pour dégager finalement la caractéristique $S_{21} = f(V_{dc})$ qui est représentée à la figure 2.23. Des éléments réels, prenant en compte les contraintes technologiques, peuvent remplacer les éléments idéaux du circuit de polarisation.

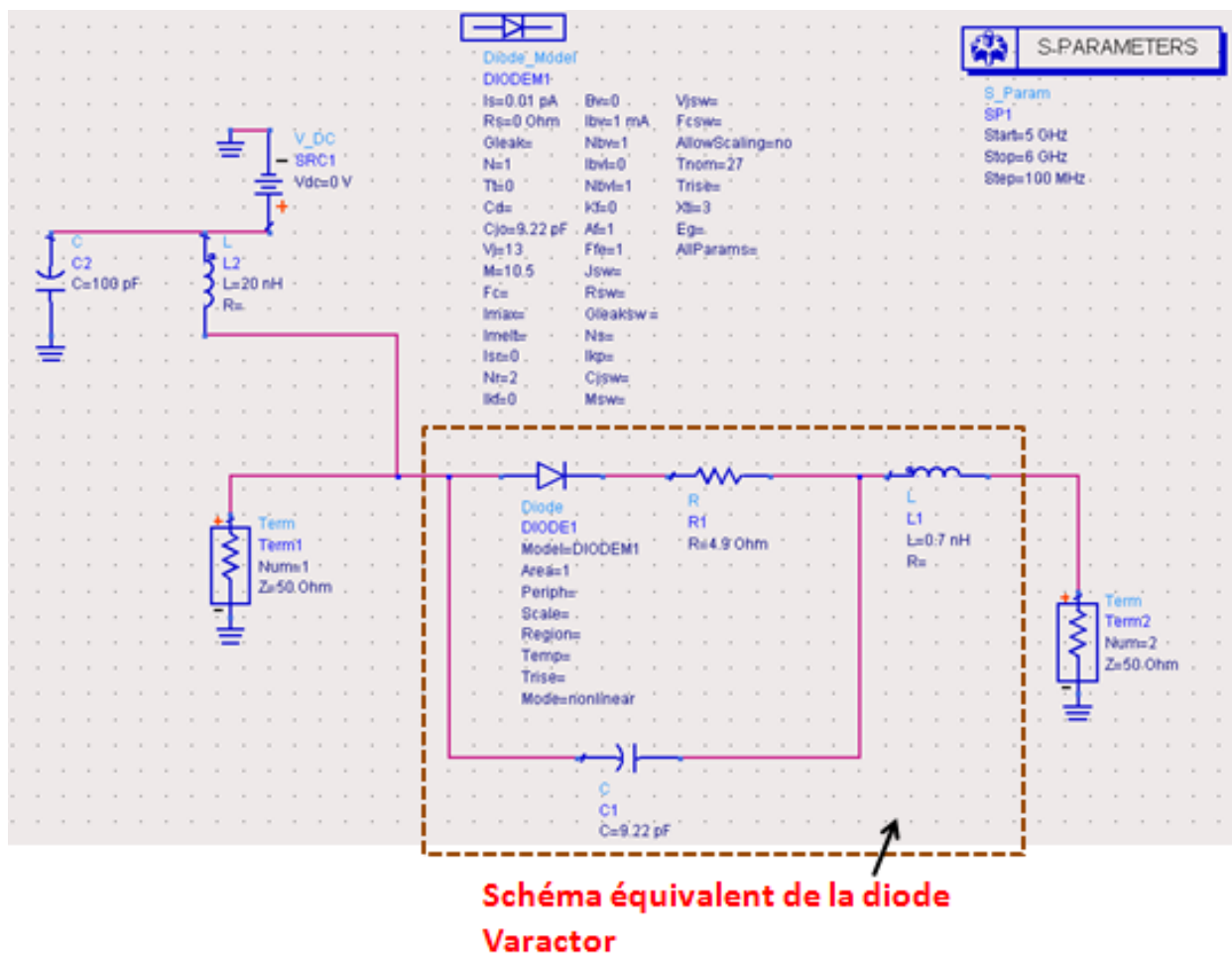


Figure 2.22 : Circuit équivalent de polarisation de la diode et son modèle SPICE fourni par Skyworks

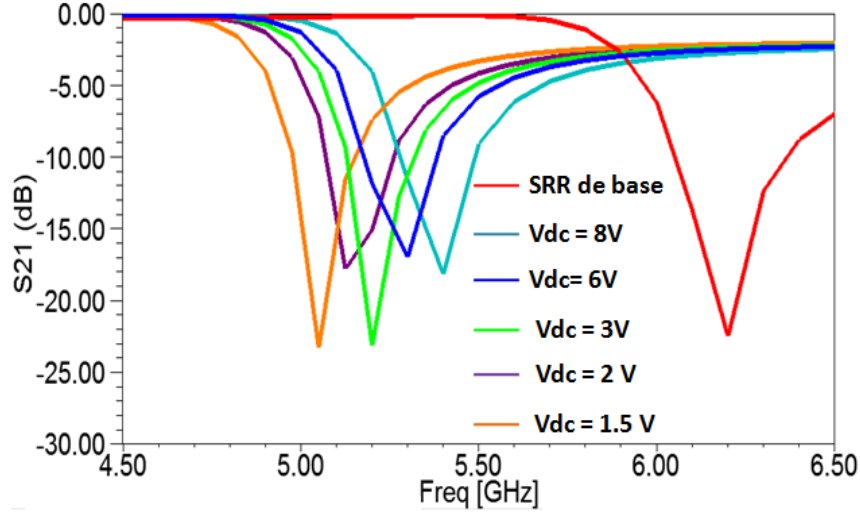


Figure 2.23. Variation du paramètre S21 en fonction de la tension de polarisation V_{dc}

Les résultats du paramètre S21 en fonction de la tension de polarisation de la diode Varactor V_{dc} (Figure 2.23) affichent un décalage de la fréquence de résonance vers les basses fréquences en diminuant la tension V_{dc} .

Les résultats obtenus montrent une variation de la fréquence de résonance de la cellule SRR en fonction de la tension de polarisation de la diode Varactor. Ces résultats seront exploités dans les chapitres suivants pour la réalisation des filtres et antennes agiles à base des cellules Métamatériaux reconfigurables.

2.5.5 Cellule SRR chargée par une diode PIN

2.5.5.1 Etude paramétrique (gap gf)

Le but de cette étude, est de pouvoir activer ou désactiver la résonance de la cellule SRR en fonction d'une commande électrique.

La cartographie du champ \vec{E} sur la figure 2.24, permet de localiser les régions susceptibles d'exciter des modes de résonances électriques.

La figure 2.24 affiche une concentration du champ magnétique autour du gap gf . Nous pouvons prédire que la présence du gap affectera la résonance de la cellule SRR.

Pour étudier cette question, nous avons simulé les paramètres S de la cellule SRR avec ou son gap gf .

Les résultats du paramètre S21 de la figure 2.25 montrent un comportement coupe bande autour de la fréquence de résonance de la cellule Métamatériau en présence du gap gf . Par contre pour le cas sans gap gf , on ne retrouve plus ce comportement coupe bande.

Le comportement bande interdite de la cellule Métamateriau peut être ainsi contrôlé par le chargement du gap gf . Pour une réalisation d'une cellule reconfigurable à deux états, une diode PIN sera placée dans le gap gf de la cellule.

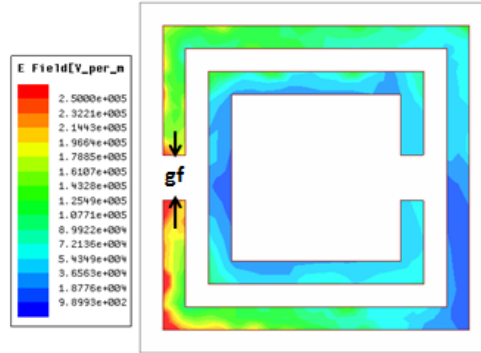


Figure 2.24. Cartographie du champ électrique \vec{E} sur la métallisation de la structure SRR à la fréquence 6.2 GHz

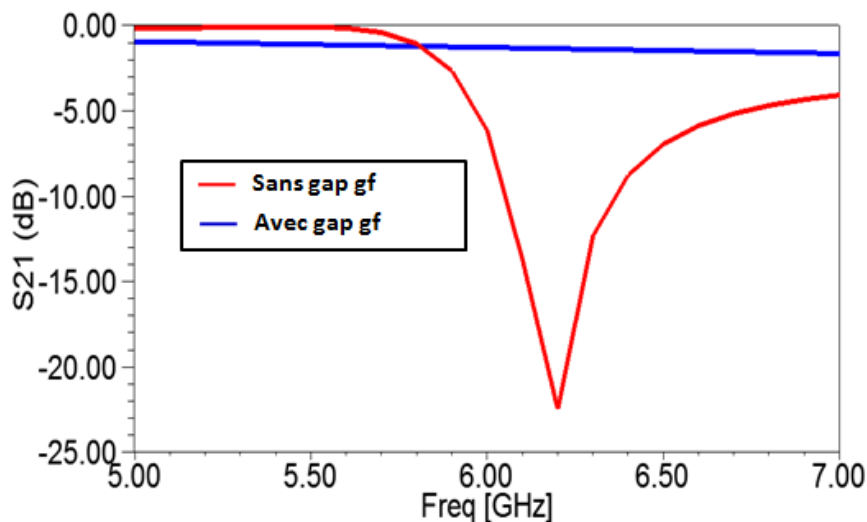


Figure 2.25. Variation de S21 en fonction du gap gf

2.5.5.2 Cellule SRR chargée par une diode PIN

Nous aborderons dans cette partie le chargement de la cellule SRR par une diode PIN qui sera située aux bornes du gap gf de la cellule SRR.

Par définition la diode PIN fonctionne comme une résistance variable aux fréquences RF et micro-ondes en étant contrôlée principalement par sa tension de polarisation. Une diode PIN polarisée dans le sens direct (passante), offre une impédance extrêmement faible, et lorsqu'elle est polarisée dans le sens inverse (bloquée), elle offre une très grande impédance et surtout une très faible capacité (elle

se comporte comme un condensateur de très faible valeur, quelques picofarads, voire bien moins encore suivant les modèles).

La diode PIN choisie pour cette étude est la diode *Bar 50-02V* du constructeur INFINEON (Annexe 2).

Pour illustrer les étapes de conception d'une cellule SRR reconfigurable avec une diode PIN, nous proposons une démarche méthodologique similaire à celle décrite pour la cellule chargée par une diode Varactor :

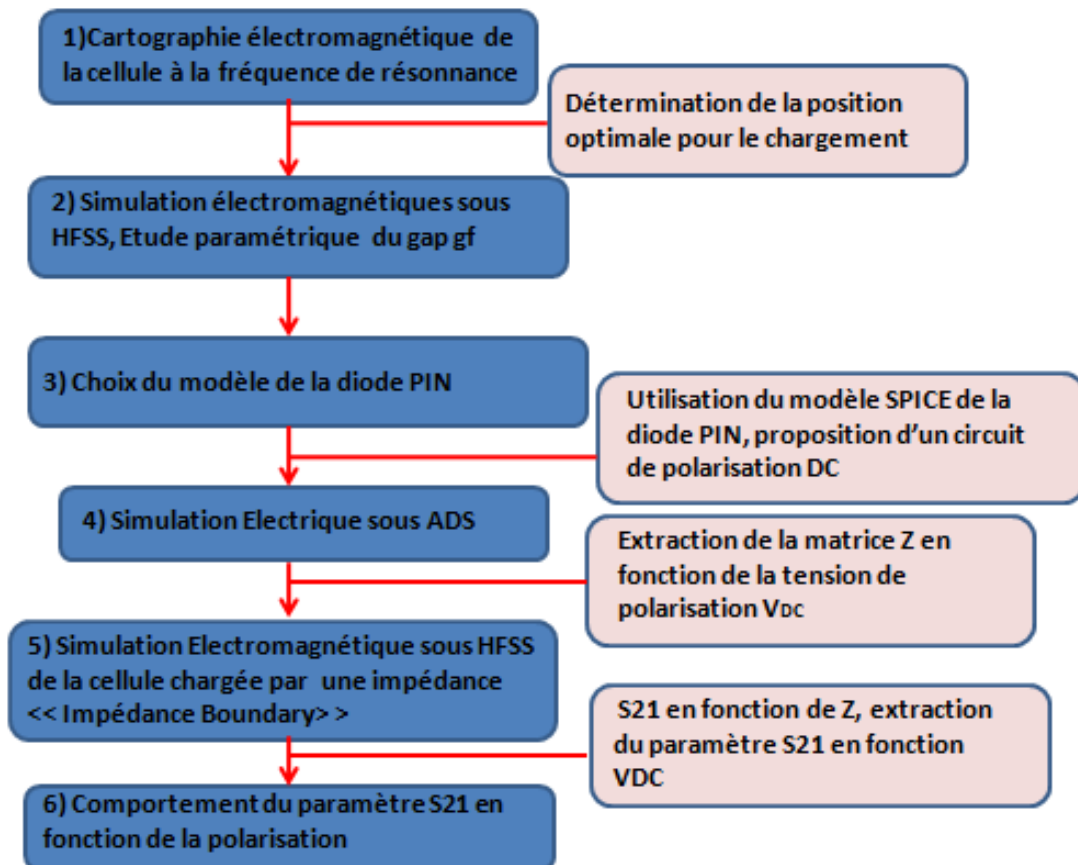


Figure 2.26. Démarche méthodologique de la conception de la cellule SRR reconfigurable à base de diode PIN

Après avoir validé les étapes 1,2 et 3, la diode PIN avec le circuit de polarisation est étudiée sous *ADS* selon le modèle SPICE fourni par le constructeur INFINEON. Le but de cette étude est d'optimiser premièrement les valeurs d'inductances de choke L_s et la capacité de filtrage C_f afin de découpler entre les signaux *RF* et *DC*. Après une optimisation, les valeurs choisies sont les suivantes : $L_s = 20$ nH et $C_f = 100$ pF.

La simulation électrique de la diode avec le circuit de polarisation (Figure 2.27) nous aide à déterminer les marges de variation de l'impédance caractéristique Z de la diode en fonction de la tension de polarisation V_{dc} .

L'étape 5 de la démarche méthodologique, consiste à effectuer une simulation électromagnétique de la cellule SRR sous HFSS. Le gap gf de la cellule est chargé par une impédance Z_{cf} avec la condition aux limites « *Impedance Boundary* ». Les parties réelle et imaginaire de Z_{cf} , sont extraites des valeurs de l'impédance caractéristique Z de la diode PIN, issues de la simulation électrique de l'étape 4.

La dernière étape de la démarche permet finalement à l'étude du comportement du paramètre S21 de la cellule chargée, en fonction de la tension de polarisation V_{dc} . Comme pour le cas précédent, cette étape est subdivisée en deux sous étapes. La première étape consiste à tracer la caractéristique Z en fonction de V_{dc} pour des fréquences constantes. La deuxième sous étape capitalise les résultats des étapes précédentes, pour dégager finalement le comportement de $S_{21} = f(V_{dc})$ qui est représenté à la figure 2.28.

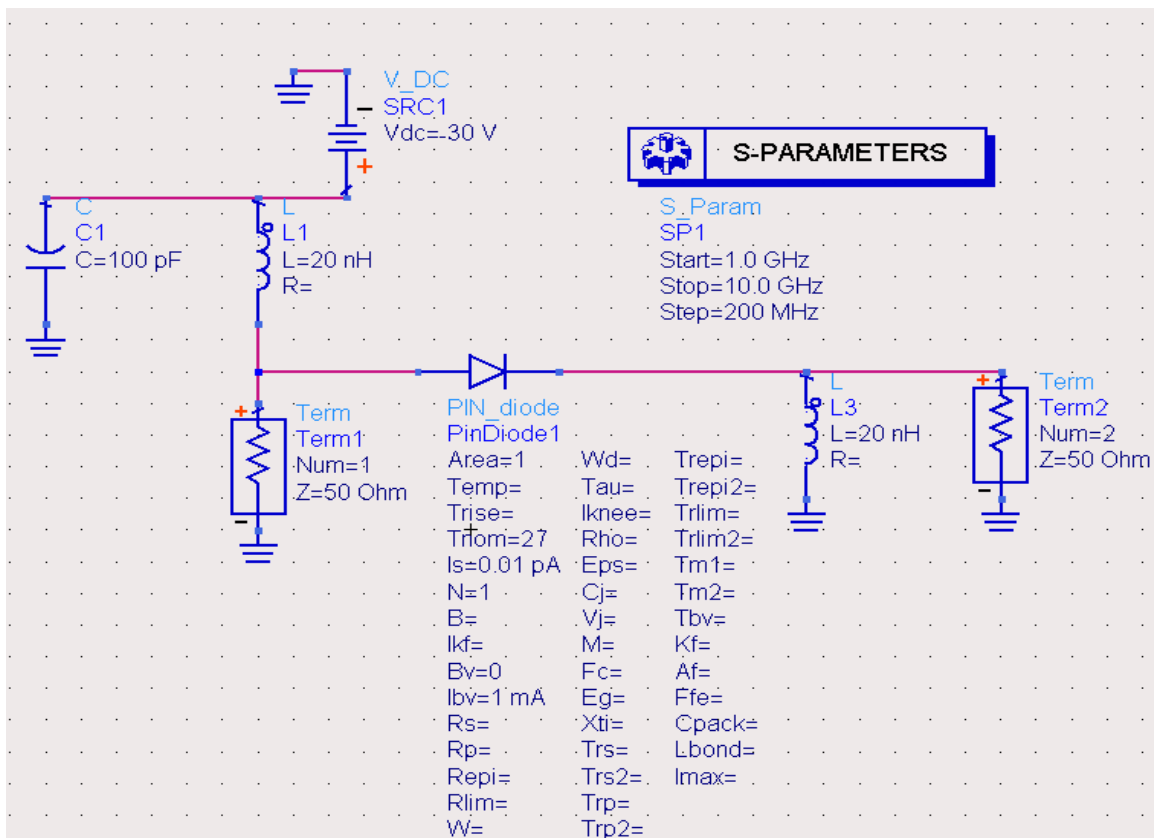


Figure 2.27 : Circuit équivalent de polarisation de la diode PIN équivalent et son modèle SPICE

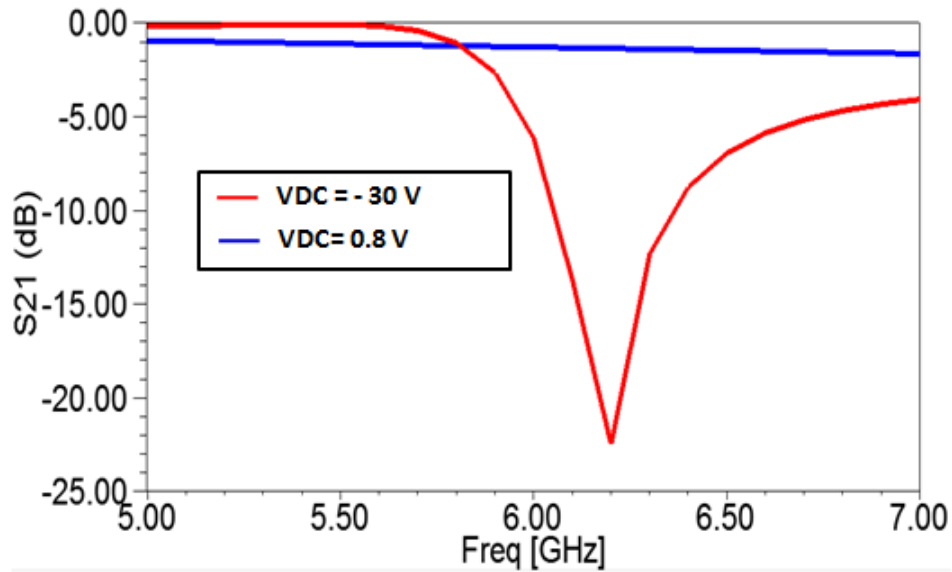


Figure 2.28. Variation du paramètre S21 en fonction de la tension de polarisation Vdc

Les résultats du paramètre S21 en fonction de la variation de la tension de polarisation de la diode PIN V_{dc} (figure 2.25) montrent un comportement coupe bande autour de la fréquence de résonance de la cellule Métamateriau lorsque la diode est polarisée dans le sens inverse ($V_{dc}=-30V$). Par contre pour on ne retrouve plus ce comportement coupe bande, dès que la diode est polarisée dans le sens direct ($V_{dc}=0.8V$),

2.6 Conclusion

Dans la première partie de ce chapitre, une démarche méthodologique de conception et de simulation des cellules Métamateriaux unitaires résonnantes ($\lambda/8$) en utilisant le logiciel HFSS, a été proposée.

Selon cette démarche méthodologique, nous avons réalisé la conception de la cellule SRR de J.Pendry qui appartient à la famille des Métamateriaux MNG. Deux variantes ont été optimisées pour des fonctionnements respectivement autour des bandes 5.0GHz et 6.0GHz. Par la suite, nous avons confirmé que le choix de la polarisation du champ électromagnétique d'excitation est une condition importante pour optimiser le niveau de couplage et d'assurer l'effet Métamateriau souhaité.

Pour des applications planaires, nous avons proposé, ensuite, la conception d'une cellule SRR complémentaire.

Dans la deuxième partie de ce chapitre, nous avons présenté les techniques de miniaturisation des cellules Métamatériaux. Deux techniques ont été étudiées : la première basée sur l'optimisation des paramètres géométriques et la deuxième utilisant la forme rectangulaire. Les résultats de la simulation électromagnétique sous HFSS confirment l'obtention des facteurs de réduction respectivement de 1.6 et 1.3.

La dernière partie de ce chapitre a été consacrée à l'étude de l'agilité des cellules Métamatériaux SRR. Les techniques d'agilité étudiées sont basées sur le chargement de la cellule par des éléments électroniques actifs qui sont logés en des positions appropriées selon une cartographie électromagnétique optimale. Dans cette optique, nous avons mis au point une démarche méthodologique pour la conception d'une cellule SRR reconfigurable chargée par des diodes PIN et Varactor. Les résultats de simulation de la cellule SRR chargée par une diode PIN ou Varactor obtenus ont montré une variation intéressante des paramètres S de la cellule en fonction de la tension de polarisation de la diode.

Chapitre 3 :

Conception et réalisation de filtres miniatures et agiles à base de cellules Métamatériaux

Sommaire

3. CONCEPTION ET REALISATION DE FILTRES MINIATURES ET AGILES A BASE DE CELLULES METAMATERIAUX.....	76
3.1 Introduction.....	77
3.2 Conception et réalisation des filtres à base de cellules Métamatériaux SRR.....	78
3.2.1 Conception et réalisation du filtre coupe bande.....	78
3.2.2 Conception et réalisation du filtre à multi bande rejetée à base des cellules Métamatériaux SRR.....	88
3.3 Conception d'un filtre passe-bande à base des cellules Métamatériaux SRR.....	91
3.4 Conception et réalisation d'un filtre coupe bande miniature à base de cellules Métamatériaux CSRR.....	93
3.4.1 Conception d'un filtre coupe bande à base de cellules Métamatériaux CSRR.....	93
3.4.2 Miniaturisation du filtre coupe bande.....	97
3.4.2.1 Optimisation des dimensions.....	97
3.4.2.2 Chargement par impédance.....	100
3.4.3 Réalisation et validation expérimentale.....	103
3.5 Etude de l'agilité des filtres coupe bande.....	104
3.5.1 Filtre coupe bande à base des cellules Métamatériaux SRR chargée par une diode PIN.....	104
3.5.2 Filtre coupe bande à base des cellules Métamatériaux CSRR chargée par une diode Varactor.....	107
3.6 Conclusion.....	109

3.1 Introduction

La conception des filtres compacts et performants constitue un grand défi dans le domaine des RF/microondes [71], l'intégration des systèmes de transmission sans fil pour ces gammes de fréquences nécessite la réduction des dimensions de chaque fonction élémentaire de la chaîne d'émission-réception (filtres, antennes, etc.). Dans le cas de récepteurs multi-bandes, l'utilisation de plusieurs filtres (dédiés à chaque bande de fréquences, ou ensemble de canaux de réception) doit être évitée puisqu'elle consomme une surface importante. Ainsi, le filtre accordable est une solution intéressante à ce problème de superficie, sa réponse fréquentielle pouvant être modifiée afin de sélectionner les diverses bandes de fréquences utiles du récepteur multi-bandes.

D'après les résultats obtenus dans le chapitre 2, les cellules Métamatériaux unitaires présentent un comportement coupe bande autour de leur fréquence de résonance, ces cellules baptisées résonateurs sub-longueurs d'onde (autour de $\lambda/10$), sont commodément utilisés dans la conception de filtres compacts.

Depuis l'apparition pratique des Métamatériaux en 2001, les chercheurs ont proposé des structures de filtre à base des motifs Métamatériaux [24-28].

Le cœur des solutions que nous proposons dans ce chapitre, consiste à réaliser de nouveaux modèles de filtres reconfigurables et miniatures à base de l'association d'une ligne microruban à des résonateurs sub-longueurs d'onde. Deux nouveaux modèles de filtres seront proposés.

Le premier modèle de filtre proposé est un filtre coupe bande basé sur une association d'une ligne micro-ruban et des cellules SRR. L'emplacement et l'orientation des cellules Métamatériaux par rapport à la ligne micro-ruban est étudié finement pour satisfaire les conditions d'excitation des cellules en termes de champ \vec{E} et \vec{H} . Selon ce même modèle, un filtre passe bande à base de deux cellules résonantes dans deux fréquences différentes, sera ensuite présenté.

Le deuxième modèle de filtre développé est un filtre coupe bande, basé sur une ligne micro-ruban chargée par des cellules complémentaires CSRRs. une étude de miniaturisation.

La dernière partie de ce chapitre, sera consacrée à l'étude de l'agilité des filtres coupe bande réalisée. L'étude de l'agilité consiste à l'insertion des éléments actifs tels que les diodes PIN ou Varactor à des endroits spécifiques de chaque cellule dans le but de réaliser un contrôle des performances des filtres dans des plages de variations importantes.

3.2 Conception et réalisation des filtres à base de cellules Métamateriaux SRR

3.2.1 Conception et réalisation du filtre coupe bande

Dans cette section, nous sommes intéressés à l'étude de l'association d'une ligne micro-ruban $50\ \Omega$ et des cellules SRR. Les cellules sont situées à proximité de la ligne micro-ruban. L'objectif est de réaliser un filtrage coupe bande autour de la fréquence de résonance de la cellule SRR.

Pour ce faire, nous procéderons selon la démarche méthodologique donnée sur la figure 3.1.

La première étape vise à concevoir une cellule SRR résonnante à une fréquence de travail F_t .

La deuxième étape consiste à concevoir une ligne micro-ruban $50\ \Omega$, cette ligne jouera ainsi le rôle d'excitation des cellules SRR.

L'étape suivante détermine la position optimale de la cellule SRR préalablement conçue à proximité de la ligne micro-ruban : le but est de satisfaire les conditions d'excitation requises pour la cellule SRR.

La quatrième étape consiste à étudier l'association de la ligne micro-ruban à la cellule SRR, la conception de la structure sous HFSS, ainsi que l'analyse des résultats obtenus.

Enfin, la dernière étape vise à étudier l'association de la ligne micro-ruban à un réseau finis de cellules SRR. Le but est de déterminer l'impact du nombre de cellules utilisées sur le gabarit du filtre.

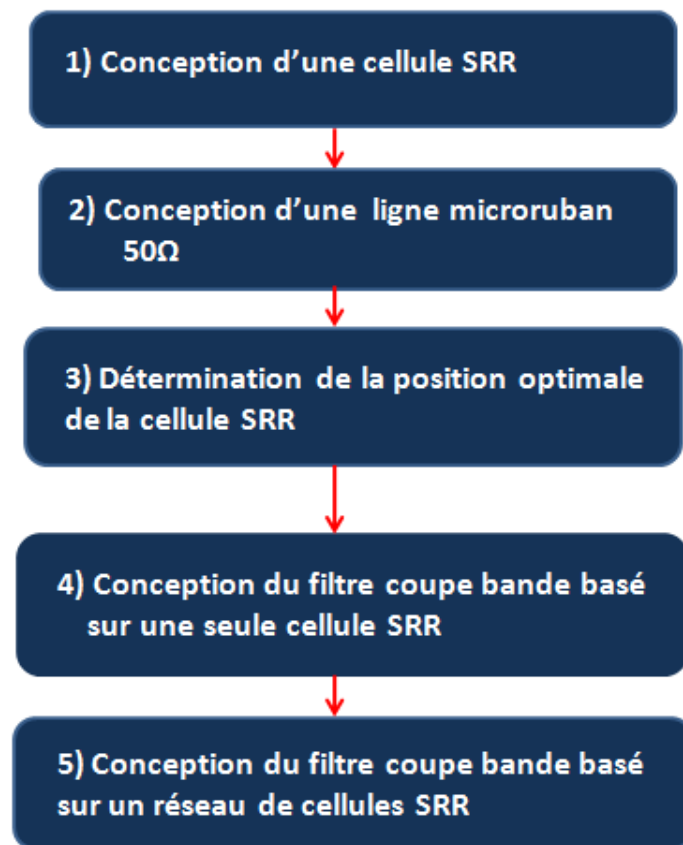


Figure 3.1. Démarche méthodologique de la conception d'un filtre coupe bande à base des cellules Métamateriaux SRR

Pour illustrer les différentes étapes de notre démarche de conception, nous proposons la conception d'une cellule SRR carrée. La fréquence de résonance est autour de 6.0GHz.

La cellule SRR est dimensionnée pour avoir une résonance magnétique correspondante à la fréquence centrale du filtre coupe bande.

Les paramètres géométriques optimisés de la cellule SRR sont:

- La taille de substrat ($d = 4.6\text{mm}$) ;
- La largeur de gap entre les anneaux ($ga = 0.3\text{mm}$) ;
- La largeur de fente ($gf = 0.6\text{mm}$) ;
- La largeur de la ligne micro ruban ($w = 0.3\text{mm}$).

Le substrat diélectrique est de type << RT/Duroid™ >> avec les caractéristiques suivantes : permittivité relative ($\epsilon_r = 2.2$) ; épaisseur ($h = 0.8\text{ mm}$) et des pertes dans le diélectrique ($Tg(\delta) = 0.0001$).

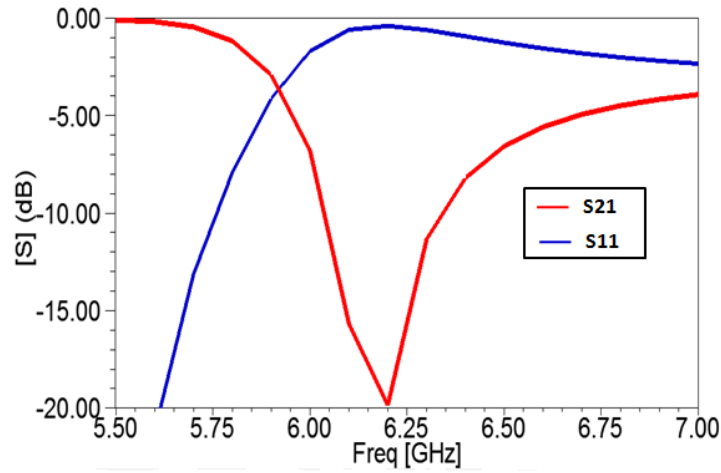


Figure 3.2. Résultats de simulation des paramètres S11 et S21 de la cellule SRR carrée

La cellule SRR est simulée sous HFSS et les résultats de simulation des paramètres S sont reportés sur la figure 3.2. La réponse obtenue montre clairement un comportement coupe bande autour de la fréquence 6.2 GHz : une réflexion (S11) tend vers 0dB avec une transmission (S21) très atténuée de l'ordre de -20 dB. Ce résultat confirme un phénomène de bande interdite autour de la fréquence de résonance de la cellule Métamateriau.

Dans la suite de notre démarche, une ligne de transmission microruban 50 Ω est conçue et simulée sous HFSS (Figure 3.3). Les résultats de simulation des paramètres S (Figure 3.4) montrent une transmission dans la bande [4 ; 7] GHz. Une transmission (S21) tend vers 0dB avec une bonne adaptation (S11) inférieure à -20dB.

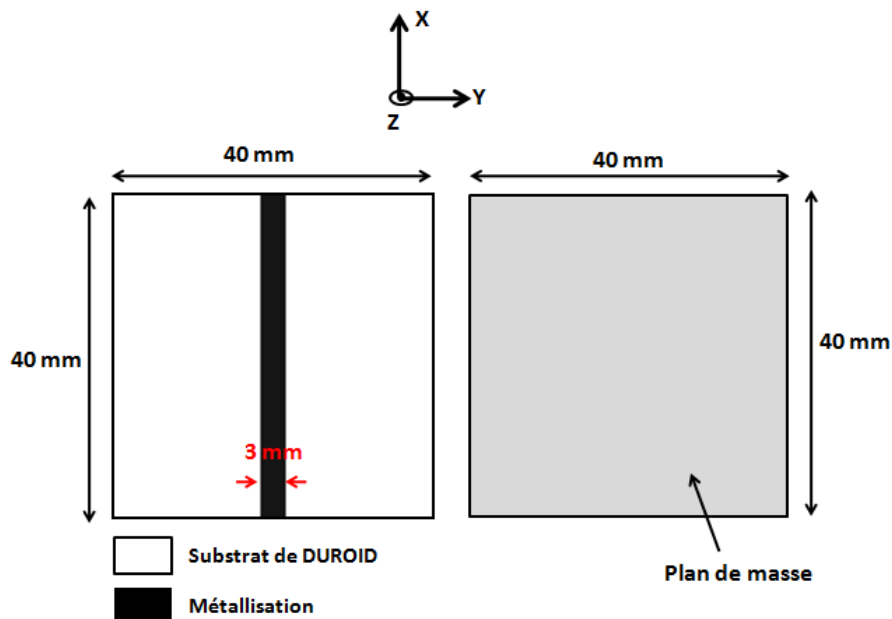


Figure 3.3. Configuration d'une ligne micro-ruban 50 Ω

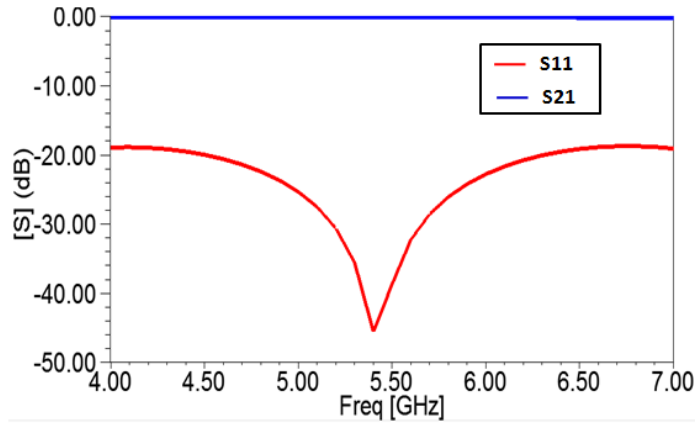


Figure 3.4. Résultats de simulation des paramètres S11 et S21 de la ligne microruban

Après avoir conçu la ligne micro-ruban (figure 3.3) et la cellule SRR, l'étape suivante de notre étude consiste à déterminer la position optimale de la cellule SRR, cette dernière étant une cellule MNG prédominée par le champ magnétique, la cellule sera située à proximité de la ligne microruban afin de garantir un meilleur couplage électromagnétique en zone champ proche de la ligne micro-ruban. Le but est que le flux magnétique généré par le courant circulant dans la ligne doit pénétrer efficacement le ventre de la cellule SRR pour exacerber sa résonance.

Nous sommes intéressés premièrement à définir la disposition de la cellule, et plus précisément l'orientation du gap gf de l'anneau externe. Pour répondre à cette question, quatre configurations de la ligne et la cellule sont étudiées et simulées sous HFSS (Figure 3.5).

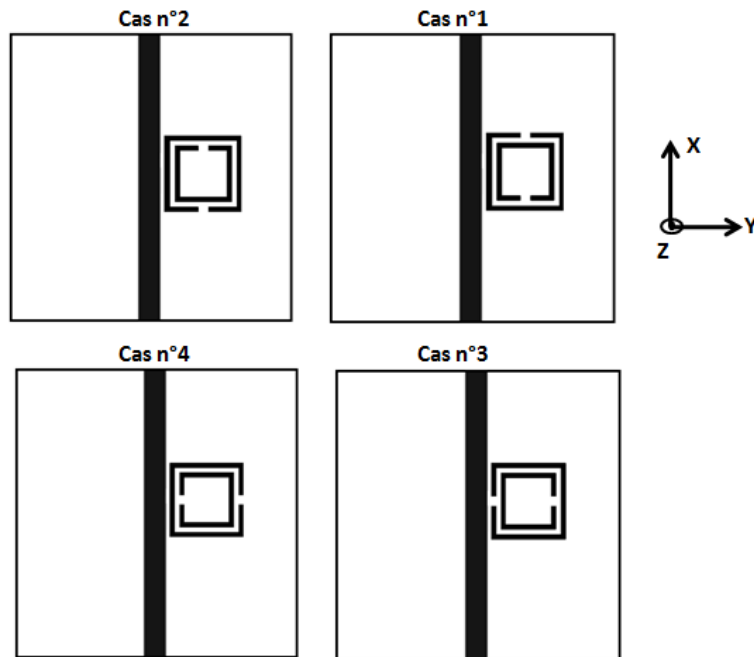


Figure 3.5. Différentes configurations de la ligne et la cellule SRR

Les résultats de simulation des paramètres S21 des quatre configurations, illustrés dans la figure 3.6, montrent que les configurations 1 et 2 sont les plus optimales : le comportement coupe bande peut être observé autour de la fréquence de résonance de la cellule (6.0GHz) avec un niveau de rejection de l'ordre de -9dB. Les résultats des différentes configurations en fonction de l'orientation de la cellule SRR sont détaillés dans le tableau 3.1.

Pour le reste de nos travaux sur la structure du filtre coupe bande, nous opterons pour la configuration 1.

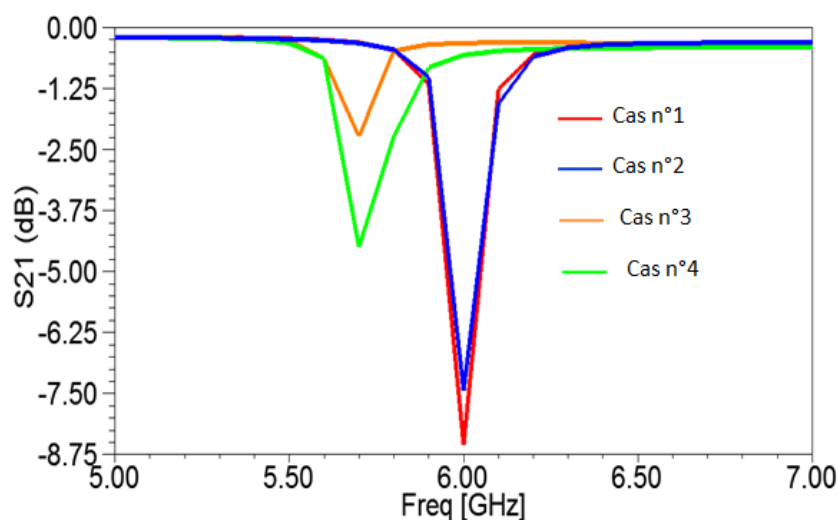


Figure 3.6. Résultats de simulation du paramètre S21 des différentes configurations de la ligne et la cellule SRR

Configurations	Comportement coupe bande	Fréquence centrale	Niveau de rejection
Cas 1	Oui	6GHz (Fréquence de résonance de la cellule)	-9dB
Cas 2	Oui	6GHz (Fréquence de résonance de la cellule)	-8dB
Cas 3	Non		
Cas 4	Oui	5.6 GHz	-4dB

Tableau 3-1. Comparaison des paramètres des différentes configurations de la ligne et la cellule SRR.

La Figure 3.7 montre la configuration du filtre coupe bande basée sur l'association de la ligne microruban $50\ \Omega$ et de la cellule Métamateriau SRR.

Pour déterminer la distance optimale séparant la ligne microruban de la cellule SRR suivant l'axe Y, nous proposons de faire varier la distance d séparant la ligne microruban et la cellule SRR afin d'évaluer son impact sur la réponse des paramètres S du filtre.

Nous avons fait varier la distance d entre 0.2 mm et 0.7 mm par un pas de 0.1 mm, le choix de valeur minimale 0.2 mm est dû aux contraintes technologiques de réalisation.

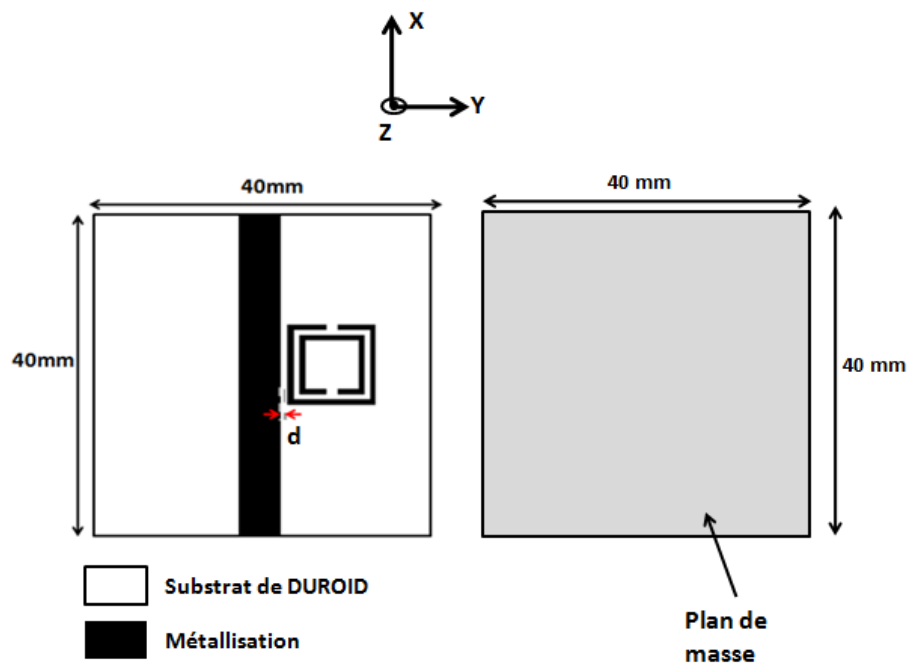


Figure 3.7 : configuration du filtre coupe bande basé sur l'association de la ligne microruban $50\ \Omega$ à une cellule Métamateriau SRR.

Les différentes configurations ont été simulées sous HFSS. Les résultats de simulation des paramètres S21 en fonction de la variation de la distance d (figure 3.8) montrent un comportement coupe bande autour de la fréquence 6 GHz pour des valeurs de d inférieure ou égale à 0.4mm (qui correspond à $\lambda_0/100$). Une dégradation au niveau du pic d'atténuation, ainsi qu'un décalage de la fréquence centrale de la bande rejetée est aussi remarquée en augmentant la valeur de d .

Par ailleurs, pour une valeur de d supérieur à 0.4mm, on retrouve le comportement de la ligne de transmission.

Nous pouvons conclure d'après cette étude que le couplage magnétique suit bien la loi de décroissance du champ magnétique créée par la ligne micro-ruban.

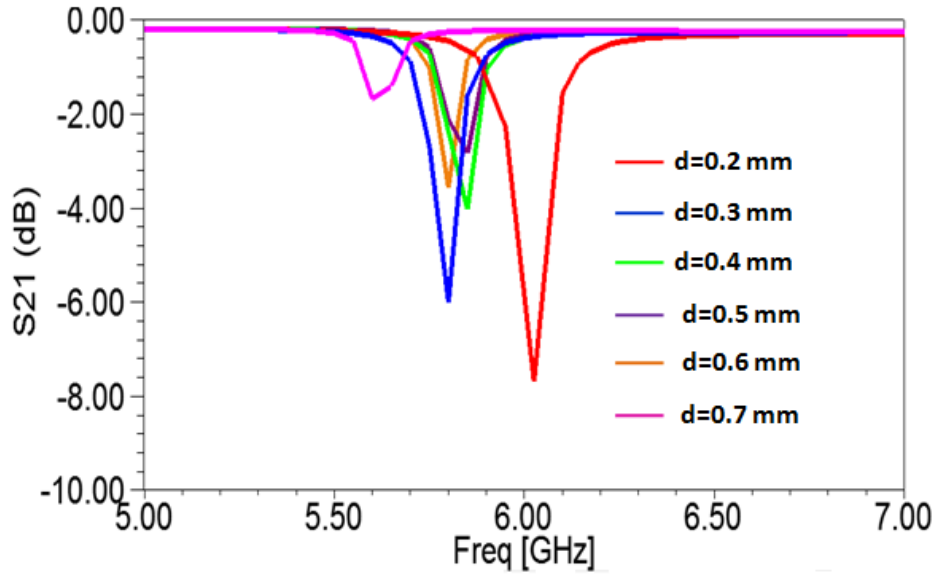


Figure 3.8. Résultats de simulation des paramètres S_{11} et S_{21} du filtre coupe bande pour différentes valeurs de d

Pour le reste de nos travaux sur la structure du filtre coupe bande, nous opterons pour une valeur de d égale à 0.2 mm, équivalente à l'effet de bord.

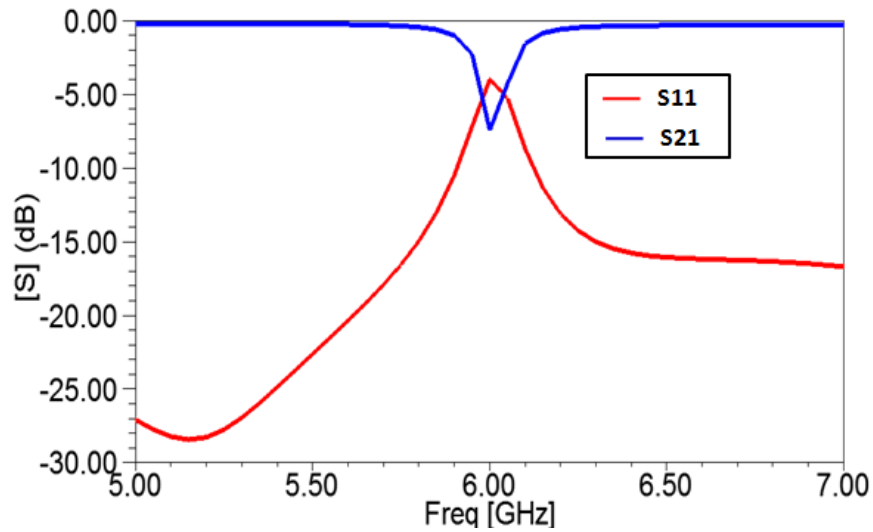


Figure 3.9. Résultats de simulation des paramètres S_{11} et S_{21} du filtre coupe bande

Les résultats de simulation des paramètres S pour la configuration du filtre adoptée (Figure 3.9), montrent un comportement coupe bande autour de la fréquence 6.0GHz avec une bande rejetée de 150 MHz [5.92 ; 6.07] GHz. La réponse en transmission montre aussi des pertes d'insertion faible inférieures à 1dB en dehors de la bande rejetée.

Les résultats de simulation de la vitesse du groupe (Figure 3.10) confirment un niveau inférieur à 1ns dans toute la bande rejetée.

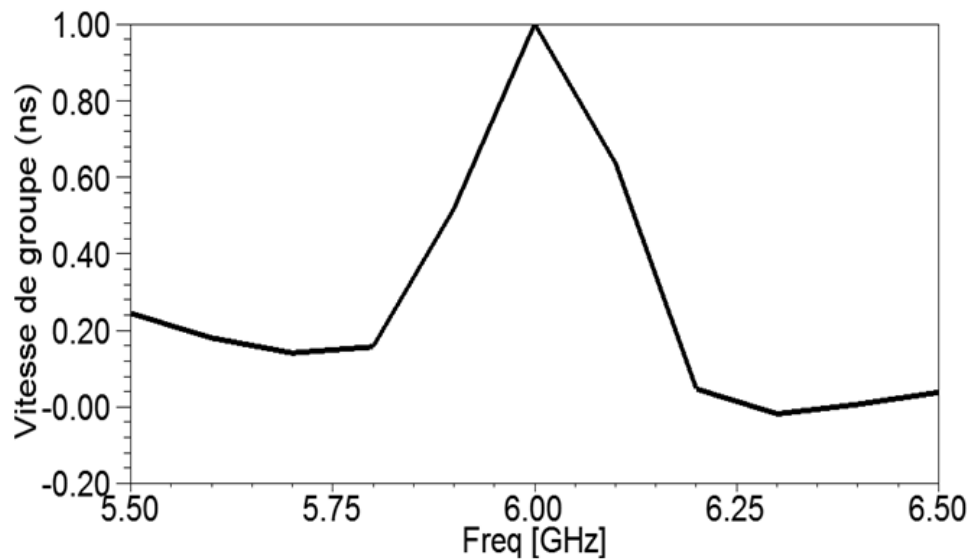


Figure 3.10 .Résultats de simulation de la vitesse du groupe du filtre coupe bande à base d'une cellule SRR

Dans la dernière phase de notre démarche, nous étudions l'association de la ligne microruban à un réseau finis de cellules SRR. Pour cela, trois configurations de filtres ont été conçues à base de 2, 3 et 4 cellules SRR.

La figure 3.11 présente une configuration du filtre coupe bande basée sur l'association de la ligne microruban 50 Ω et un réseau constitué de trois cellules Métamateriaux SRR

Les différentes configurations des filtres sont simulées sous HFSS. Les résultats de simulation des paramètres S21 en fonction du nombre de cellules (Figure 3.12) montrent que la bande rejetée du filtre devient plus large avec un niveau de rejection plus accentué en augmentant le nombre de cellules SRRs utilisées. Les paramètres des différentes configurations des filtres en fonction du nombre de cellules SRRs sont détaillés dans le tableau 3.2. Ce résultat est en conformité avec les lois de filtrage.

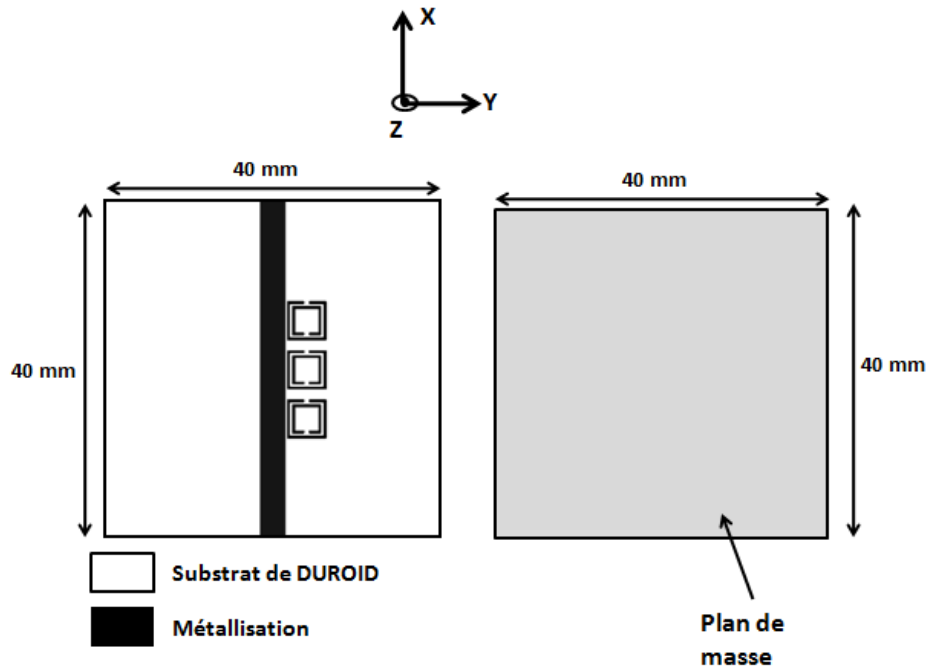


Figure 3.11 : configuration du filtre coupe bande basé sur l'association de la ligne microruban 50 Ω à un réseau d'une rangé de trois cellules Métamateriaux SRR.

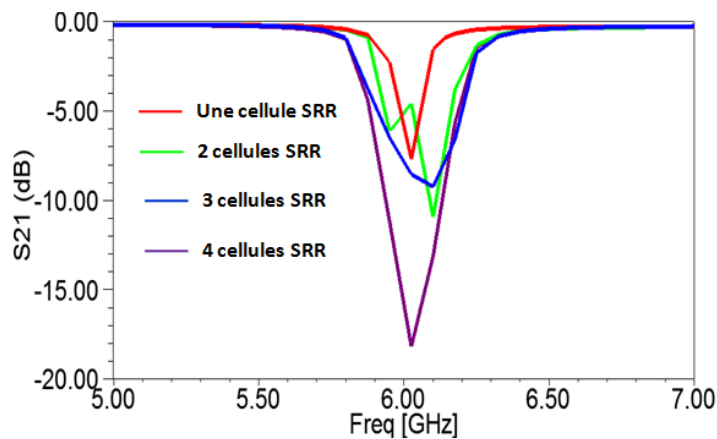


Figure 3.12. Résultats de simulation des paramètres S21 des différentes configurations du filtre coupe bande basé sur un réseau de cellules SRR

Nombre de cellules	Niveau de rejection (S21)	Fréquence centrale du filtre	Bande rejetée
Une cellule	-8dB	6GHz	150MHz
2 cellules	-11dB	6.1GHz	250MHz
3 cellules	-11dB	6.1GHz	350MHz
4 cellules	-18dB	6GHz	450MHz

Tableau 3-2. Comparaison des paramètres des différentes configurations des filtres en fonction du nombre de cellules SRR

Pour la validation expérimentale de notre démarche, une maquette du filtre coupe bande étudié (Figure 3.7) est réalisée (Figure 3.13). La caractérisation fréquentielle du filtre est ensuite effectuée à l'aide de l'analyseur de réseau Agilent N5230A.

Les résultats de mesure des paramètres S du filtre réalisé sont reportés sur la figure 3.14. Les réponses mesurées confirment les résultats attendus. On peut noter toutefois, un décalage par rapport aux résultats de la simulation ; ceci est dû aux transitions coax-microruban et aux incertitudes de fabrication, sans oublier les incertitudes de simulation. L'accord est jugé bon à ce stade d'étude de faisabilité.

Par ailleurs, les réponses mesurées convergent avec les résultats attendus, puisque nous remarquons un comportement coupe bande autour de la fréquence 6.5 GHz avec une bande rejetée de 180MHz et des pertes d'insertion faibles inférieures à 1dB en dehors de la bande rejetée.

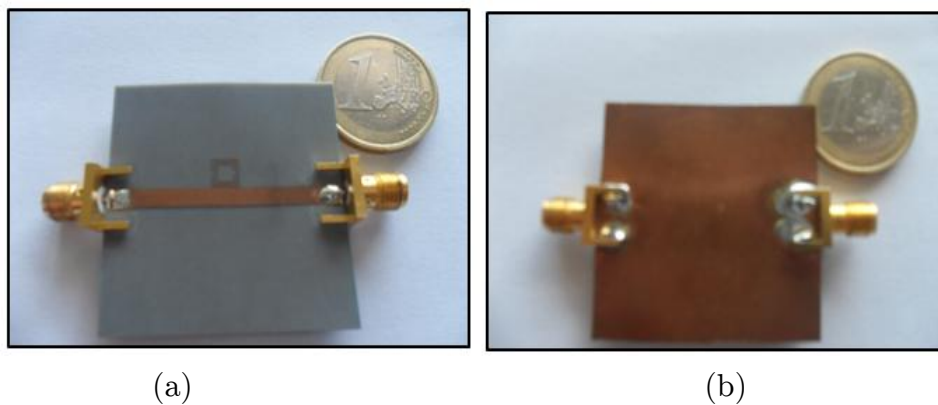


Figure 3.13. Photos de la maquette du filtre coupe bande basé sur l'association de la ligne microruban $50\ \Omega$ à une cellule Métamateriau SRR (a) vue de dessus (b) vue de dessous

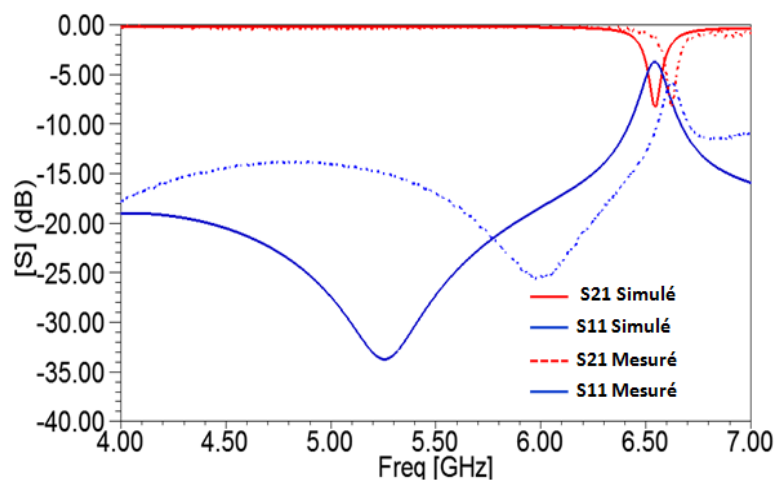


Figure 3.14. Résultats de mesure et de simulation des paramètres S11 et S21 du filtre coupe bande réalisé

La convergence des résultats obtenus aussi bien qu'en simulation que par la mesure expérimentale, confirme la réalisation d'un nouveau modèle de filtre basé sur l'association d'une simple ligne micro-ruban 50Ω et une cellule SRR. Ce type de filtre montre clairement une alternative très prometteuse de réalisation de filtre à multi bande rejetée à base de cellules résonantes à différentes fréquences, ainsi que des filtres agiles à bandes rejetées reconfigurables et maitrisables.

3.2.2 Conception et réalisation du filtre à multi bande rejetée à base des cellules Métamateriaux SRR

Dans cette section, nous sommes intéressés à reprendre le modèle de filtre conçu dans la section précédente, dans le but de réaliser un filtre à multi bande rejetée. Pour ce faire, la ligne microruban 50Ω est associée à trois cellules SRR résonnantes à des fréquences différentes. La même démarche méthodologique de conception du filtre coupe bande est adoptée.

Nous proposons premièrement la conception de trois cellules SRR carrée. Leurs fréquences de résonance sont respectivement autour de 4.0GHz ,5.0GHz et 6.0GHz.

A cet effet, les paramètres géométriques optimisés des trois cellules SRR sont reportés dans le tableau 3.3.

	Fréquence de résonance	Taille du substrat	Largeur de gap entre les anneaux (ga)	Largeur de la fente (gf)	La largeur de la ligne microruban (w)
Cellule 1	6.0GHz	4.6mm	0.3mm	0.6 mm	0.3 mm
Cellule 2	5.0GHz	5.2mm	0.3mm	0.6 mm	0.3 mm
Cellule 3	4.0GHz	6mm	0.3mm	0.6 mm	0.3 mm

Tableau 3-3 Paramètres géométriques des trois cellules SRR

Les résultats de simulation des paramètres S des trois cellules SRR (Figure 3.15) montrent un comportement coupe bande autour des trois fréquences 4.0GHz ,5.0GHz et 6.0GHz avec une transmission très atténuée (S_{21}) de l'ordre de -25 dB.

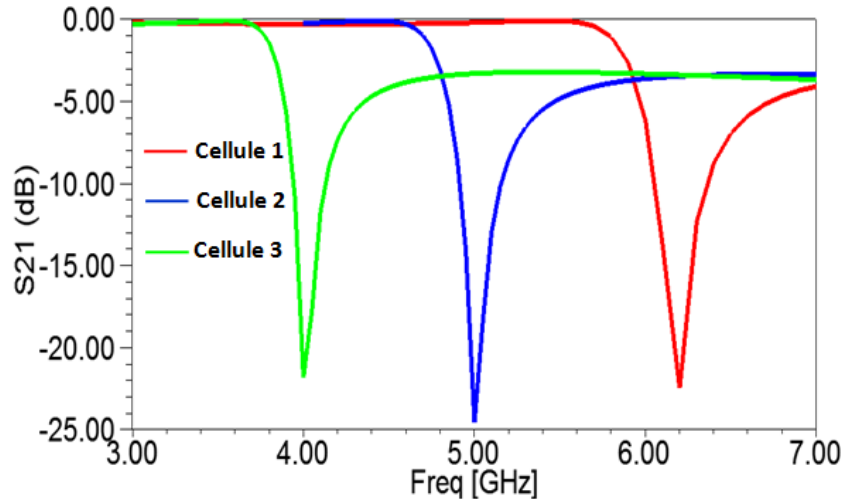


Figure 3.15. Résultats de simulation des paramètres S_{21} des différentes cellules SRR.

L'étape suivante de notre étude, consiste à placer les trois cellules préalablement conçue, à proximité de la ligne d'excitation de l'antenne monopole, et de réaliser ainsi un filtre à base d'une ligne associée à trois cellules résonantes à trois fréquences différentes. Selon notre hypothèse, un filtrage multi-coupe bande devra être réalisé autour des trois fréquences de résonance des cellules SRR.

Pour répondre à cette hypothèse, le modèle de filtre (Figure 3.16), a été conçu et simulé sous HFSS en respectant principalement l'emplacement et l'orientation des trois cellules à proximité de la ligne, et en optimisant les distances d_1 , d_2 , d_3 et d_4 qui sont respectivement :

- ✓ d_1, d_2 : la distance séparant deux cellules adjacentes
- ✓ d_3, d_4 : la distance entre une cellule et le port d'excitation

Le processus d'optimisation des paramètres géométriques susmentionnés vise à satisfaire les conditions suivantes :

- Eviter la création d'un mode de couplage résultant des résonances de chaque cellule SRR.
- Eviter d'augmenter les contraintes de réalisations mécanique et technologique (contraintes de fixation du connecteur).

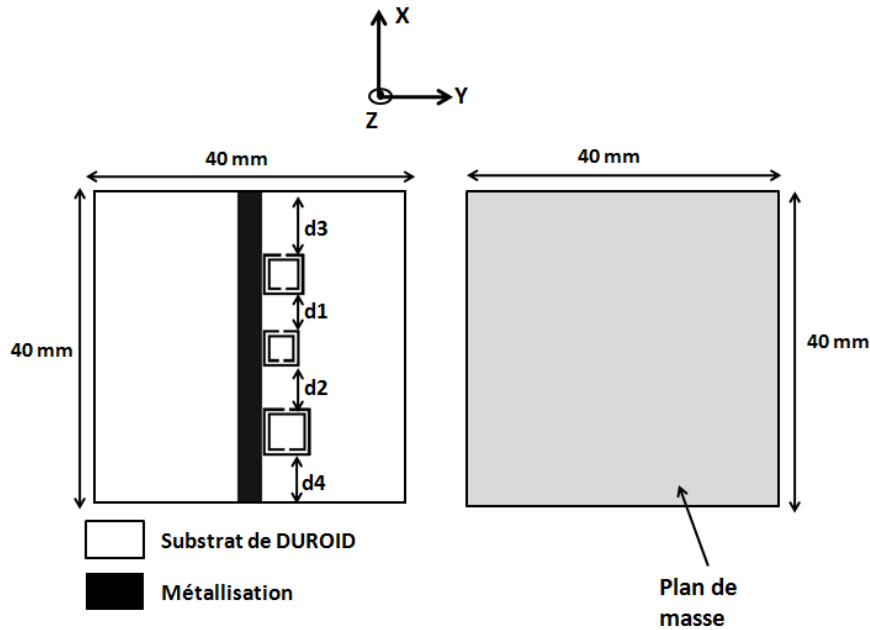


Figure 3.16 : configuration du filtre coupe multi-bande basé sur l'association de la ligne microruban 50Ω à de trois cellules Métamateriaux SRR.

Les résultats de simulation des paramètres S (Figure 3.17) montrent un comportement coupe bande autour des fréquences 4.0GHz, 5.0GHz et 6.0GHz avec une transmission (S_{21}) de l'ordre de -10 dB, et des pertes d'insertion faible inférieures à 1dB en dehors des bande rejetées. Les résultats de simulation sont détaillés dans le tableau 3.4.

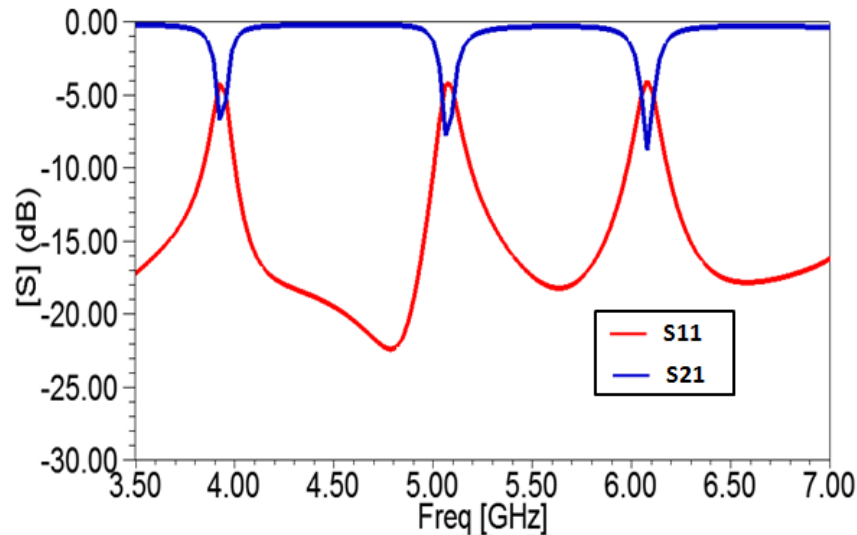


Figure 3.17. Résultats de simulation des paramètres S_{21} du filtre coupe multi-bande

Les résultats obtenus montrent bien la réalisation de nouveau filtre à multi bande rejetée basé sur l'association d'une ligne micro-ruban à des cellules SRR résonantes à différentes fréquences.

Bande rejetée	Niveau de rejection (S21)	Fréquence centrale du filtre	Bande rejetée
Bande 1	-8dB	3.92 GHz	100 MHz
Bande 2	-8dB	5.0 GHz	100 MHz
Bande 3	-10dB	6.05GHz	100 MHz

Tableau 3-4. Caractéristiques du filtre multi coupe bande basée sur une ligne microruban et trois cellules SRR

3.3 Conception d'un filtre passe-bande à base des cellules Métamateriaux SRR

Dans cette partie, nous allons reprendre le modèle de filtre à multi bande rejetée réalisé dans la section précédente. L'objectif est de concevoir un nouveau filtre passe bande à base d'un filtre à deux bandes rejetées. Selon notre hypothèse, une bande passante devra être créée entre les deux bandes rejetées.

Nous proposons premièrement la conception de deux cellules SRR dont les fréquences de résonance sont respectivement 5.0GHz et 5.5 GHz.

Les paramètres géométriques optimisés des deux cellules SRR sont reportés dans le tableau 3.5.

	Fréquence de résonance	Taille du substrat	Largeur de gap entre les anneaux (ga)	Largeur de la fente (gf)	La largeur de la ligne microruban (w)
Cellule 1	5.5GHz	4.9mm	0.3mm	0.6 mm	0.3 mm
Cellule 2	5.0GHz	5.2mm	0.3mm	0.6 mm	0.3 mm

Tableau 3-5 Paramètres géométriques des deux cellules SRR

Le modèle de filtre basé sur l'association de la ligne micro-ruban et les deux cellules SRR (Figure 5.15), a été conçu en respectant principalement l'emplacement et l'orientation des deux cellules à proximité de la ligne, tout en optimisant la distance entre les deux cellules selon les critères mentionnés dans la section précédente.

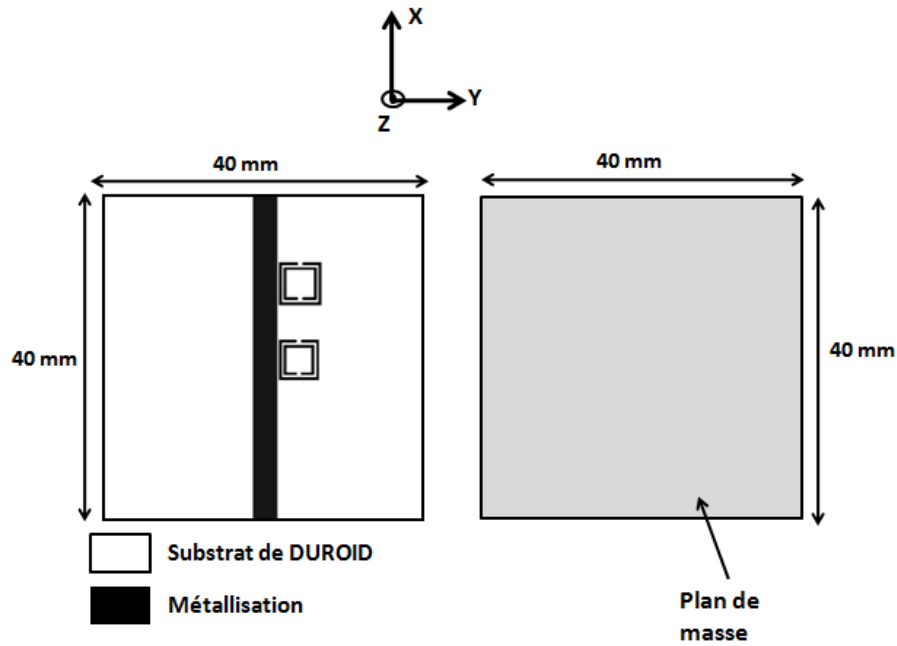


Figure 3.18 : configuration du filtre basé sur l'association de la ligne microruban 50Ω à deux cellules Métamatériaux SRR.

Les résultats de simulation des paramètres S (Figure 3.19) confirment le comportement passe-bande avec une fréquence centrale autour de 5.25 GHz, une largeur de bande de 300 MHz, et des pertes d'insertion inférieures à 1dB.

Nous pouvons conclure que la fréquence centrale du filtre, ainsi que sa largeur de bande sont en fonction des fréquences de résonance des deux cellules, l'utilisation de cellules SRR agiles procure des filtres passe bande reconfigurables.

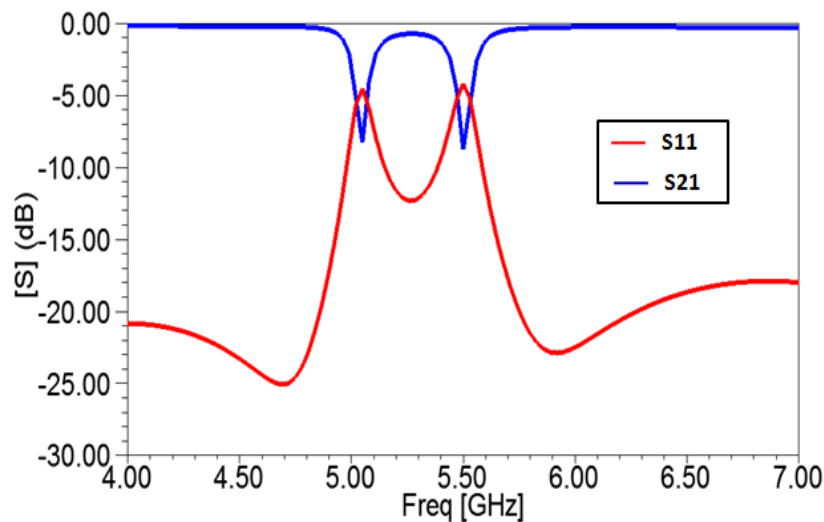


Figure 3.19. Résultats de simulation des paramètres S21 du filtre passe bande

3.4 Conception et réalisation d'un filtre coupe bande miniature à base de cellules Métamatériaux CSRR

3.4.1 Conception d'un filtre coupe bande à base de cellules Métamatériaux CSRR

Dans cette section, nous sommes intéressés à l'étude de l'association d'une ligne micro-ruban 50Ω chargées par des cellules CSRR. Les cellules sont imprimées sur la métallisation de la ligne micro-ruban. L'objectif étant de réaliser un filtrage coupe bande autours de la fréquence de résonance de la cellule CSRR.

Nous adapterons la même démarche méthodologique de conception de filtre coupe bande vu dans la section 3.2.1.

Pour illustrer les différentes étapes de la démarche de conception, nous proposons la conception d'une cellule CSRR rectangulaire. La fréquence de résonance est autour de 6.0GHz.

La cellule CSRR est dimensionnée pour avoir une résonance magnétique correspondant à la fréquence centrale du filtre coupe bande ($f_c = 6.0\text{GHz}$).

Les paramètres géométriques optimisés de la cellule CSRR (Figure 3.20) sont :

- $dx = 7.3\text{mm}$; $dz=dy = 3\text{mm}$.
- La largeur des pistes ($ga = 0.3 \text{ mm}$) ;
- La largeur des pistes de liaison ($gf = 0.6\text{mm}$) ;
- La largeur des fentes entre anneaux ($w = 0.3 \text{ mm}$).

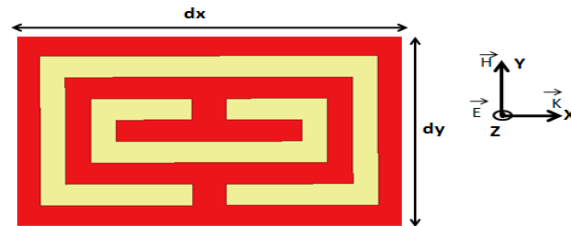


Figure 3.20. Configuration de la cellule CSRR rectangulaire

La cellule CSRR a été simulée sous HFSS. Les résultats de simulation des paramètres S montrent un comportement coupe bande autour de la fréquence 6.2 GHz. Une réflexion (S11) tend vers 0dB avec une transmission (S21) très atténuée de l'ordre de -30 dB (Figure 3.21). Ce résultat confirme un phénomène de bande interdite autour de la fréquence de résonance de la cellule Métamatériau.

Nous rappelons que pour assurer la résonance, la cellule complémentaire (CSRR) doit présenter une polarisation inversée par rapport à la SRR. En effet, le

champ \vec{E} sera perpendiculaire au plan de la métallisation tandis que le champ \vec{H} sera parallèle. Pour satisfaire ces conditions d'excitations et de miniaturisation, les cellules complémentaires sont pratiquées dans le ruban de la ligne microruban. Ce choix permet de maintenir un seul niveau de métallisation.

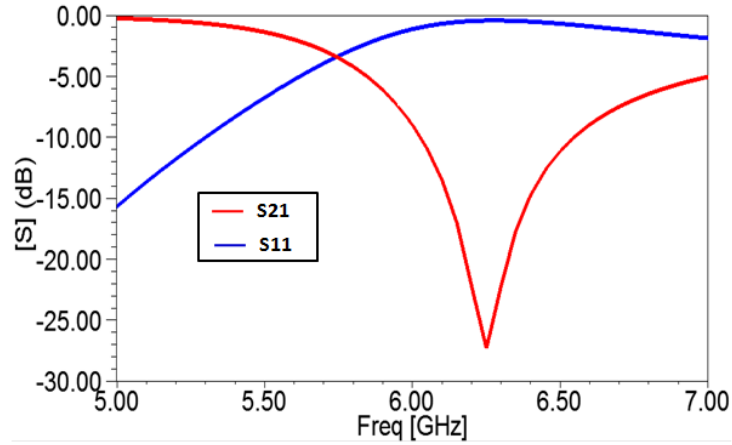


Figure 3.21. Résultats de simulation des paramètres S11 et S21 de la cellule CSRR rectangulaire

Le modèle de filtre basé sur l'association de la ligne micro-ruban chargée par la cellule CSRR rectangulaire a été conçu et simulé sous HFSS (Figure 3.22) en respectant principalement l'emplacement et l'orientation de la cellule, pour satisfaire ces conditions d'excitation et exacerber sa résonance.

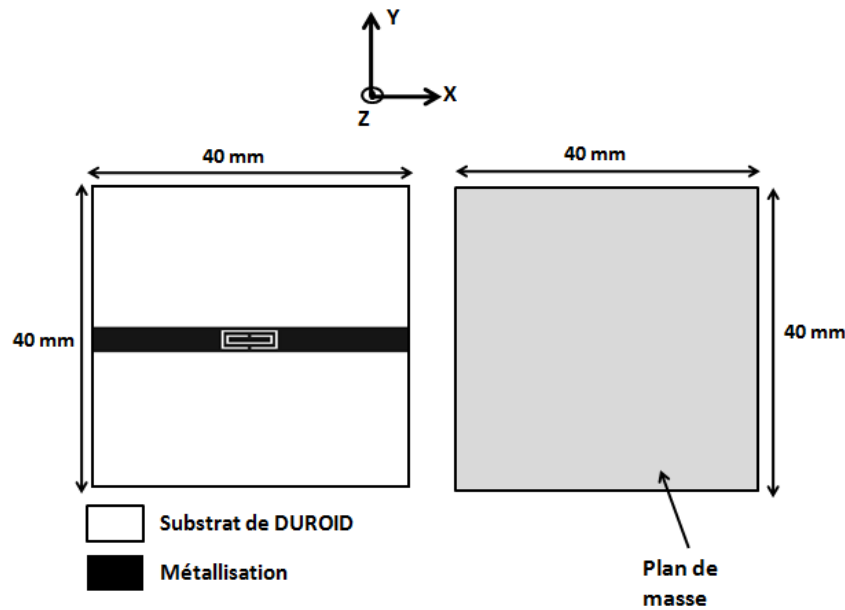


Figure 3.22. Configuration du filtre coupe bande basé sur une ligne microruban 50 Ω chargée par une cellule CSRR rectangulaire.

Les résultats de simulation des paramètres S (Figure 3.23), montrent un comportement coupe bande autour de la fréquence 6.0 GHz avec une transmission (S_{21}) de l'ordre de -25 dB. La bande rejetée est de 1.2 GHz [5.60 ; 6.80] GHz. La réponse en transmission présente aussi des pertes d'insertion faible et inférieures à 1dB en dehors de la bande rejetée.

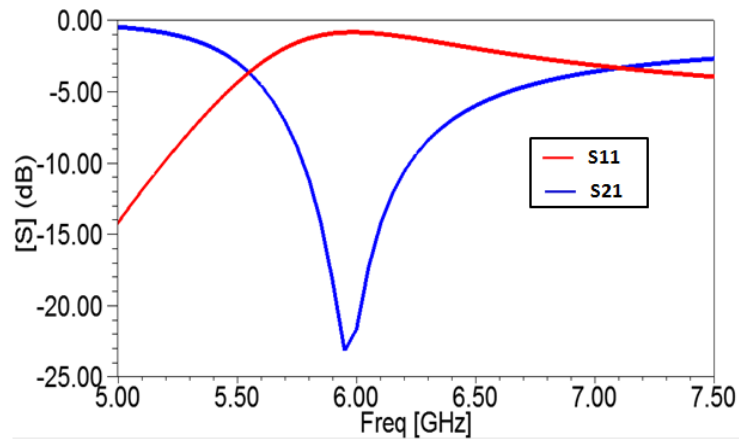


Figure 3.23. Résultats de simulation des paramètres S_{11} et S_{21} du filtre coupe bande à base des cellules CSRR rectangulaire

Les résultats de simulation de la vitesse du groupe (Figure 3.24) montrent une stabilité dans toute la bande rejetée avec un niveau inférieur à 1ns.

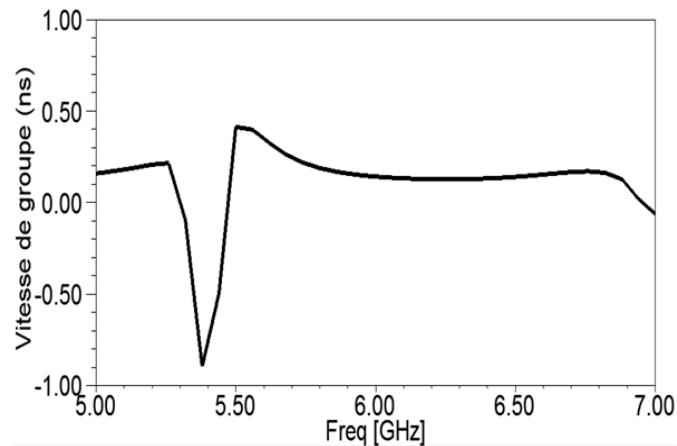


Figure 3.24 .Résultats de simulation de la vitesse du groupe du filtre coupe bande à base des cellules CSRR rectangulaire

Dans la dernière phase de notre démarche, nous étudions la ligne microruban chargée par un réseau de cellules CSRR rectangulaire, le but de cette étude est de quantifier l'impact du nombre de cellules utilisées sur la réponse des paramètres S du filtre.

On propose trois configurations de filtres associés à un réseau de 2, 3 et 4 cellules (SRR). La Figure 3.25 présente une configuration du filtre coupe bande basé sur une ligne microruban $50\ \Omega$ chargée par un réseau constitué de trois cellules CSRR rectangulaire.

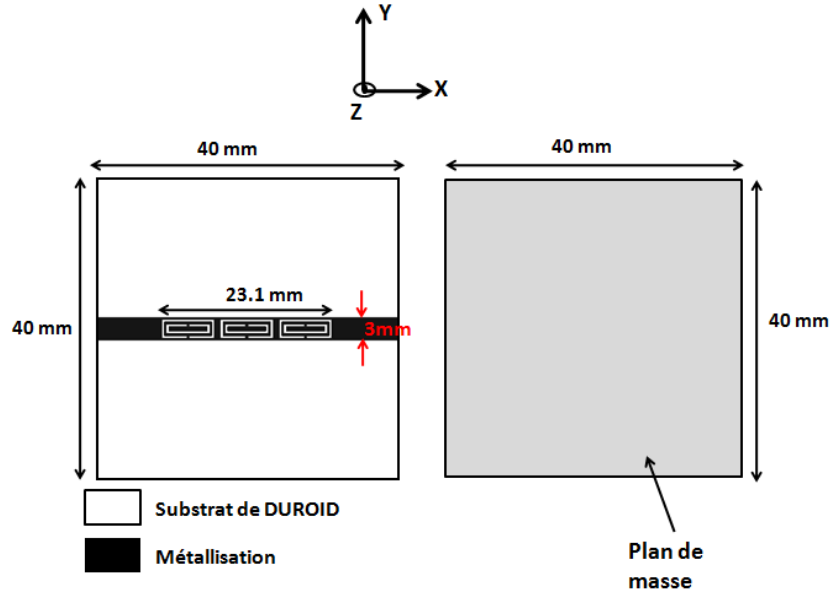


Figure 3.25. Configuration du filtre coupe bande constitué d'une ligne microruban $50\ \Omega$ chargée par un réseau de trois cellules CSRR rectangulaires.

Les différentes configurations des filtres sont simulées sous HFSS. Les résultats de simulation des paramètres S_{21} en fonction de nombre de cellules (Figure 3.26) montrent que la bande rejetée du filtre devient plus étroite avec un niveau de rejection plus accentué en augmentant le nombre de cellules CSRR utilisées. Les paramètres des différentes configurations des filtres en fonction du nombre de cellules SRR utilisées sont présentés dans le tableau 3.6.

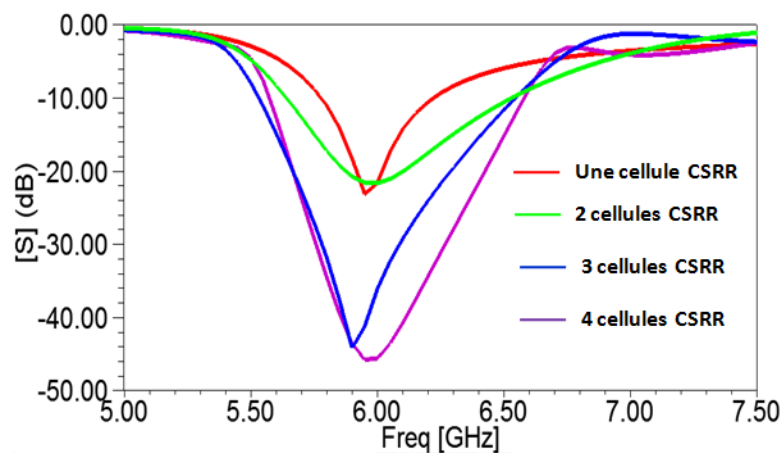


Figure 3.26. Résultats de simulation des paramètres S_{21} des différentes configurations du filtre coupe bande chargé par un réseau de cellules CSRR rectangulaires

Nombre de cellule	Niveau de rejection (S21)	Fréquence centrale du filtre	Bande rejetée
Une cellule	-25dB	6.0GHz	1.2GHz
2 cellules	-25dB	6GHz	1.1GHz
3 cellules	-45dB	5.9GHz	1.0GHz
4 cellules	-48dB	6.0GHz	1.0GHz

Tableau 3-6. Comparaison des paramètres des différentes configurations des filtres en fonction du nombre de cellules CSRR

3.4.2 Miniaturisation du filtre coupe bande

Nous sommes intéressés dans cette section à étudier la miniaturisation du filtre conçu dans la section précédente. Les deux techniques de miniaturisation déjà proposées dans le chapitre précédent sont appliquées à ce filtre. La première technique est basée sur l'optimisation des dimensions. La deuxième technique quant à elle, consiste à charger la cellule CSRR par une impédance.

3.4.2.1 Optimisation des dimensions

La première technique consiste à miniaturiser les dimensions géométriques de la cellule CSRR en se basant sur la technique de miniaturisation développée dans la section 2.3.1 du chapitre 2. La cellule miniaturisée est une CSRR carrée ayant la même fréquence de résonance que la cellule rectangulaire.

A cet effet, les paramètres géométriques de la cellule CSRR miniaturisée sont :

- $dx = dz = d = 4.4\text{mm}$;
- La largeur des pistes ($ga = 0.3\text{ mm}$) ;
- La largeur des pistes de liaison ($gf = 0.6\text{mm}$) ;
- La largeur des fentes entre anneaux ($w = 0.3\text{ mm}$).

Nous pouvons remarquer que la taille de la cellule CSRR est supérieure à la largeur de la ligne microruban, d'où la nécessité de concevoir une ligne microruban avec deux largeurs différentes, la première correspond à l'impédance caractéristique $50\ \Omega$ dans la région où il n'y a pas de cellules, et la deuxième correspond à la taille des cellules CSRR. Pour adapter entre ces deux largeurs, une ligne graduelle type taper est utilisée.

Nous proposons dans la suite, la conception d'une ligne microruban avec taper $50\ \Omega$ sous HFSS (Figure 3.27).

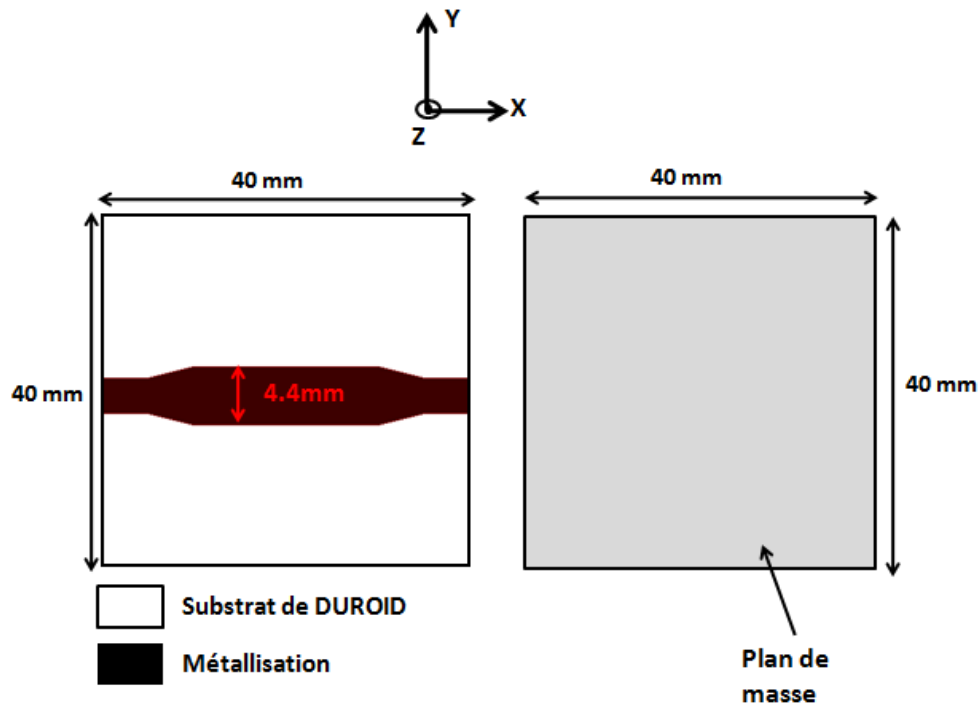


Figure 3.27. Configuration d'une ligne microruban 50Ω avec taper

Les résultats de simulation des paramètres S de la ligne microruban conçue (Figure 3.28), montrent une très bonne adaptation transmission dans la bande $[4.0, 8.0]$ GHz : Une transmission (S_{21}) tend vers 0dB avec une bonne adaptation (S_{11}) inférieure à -15dB.

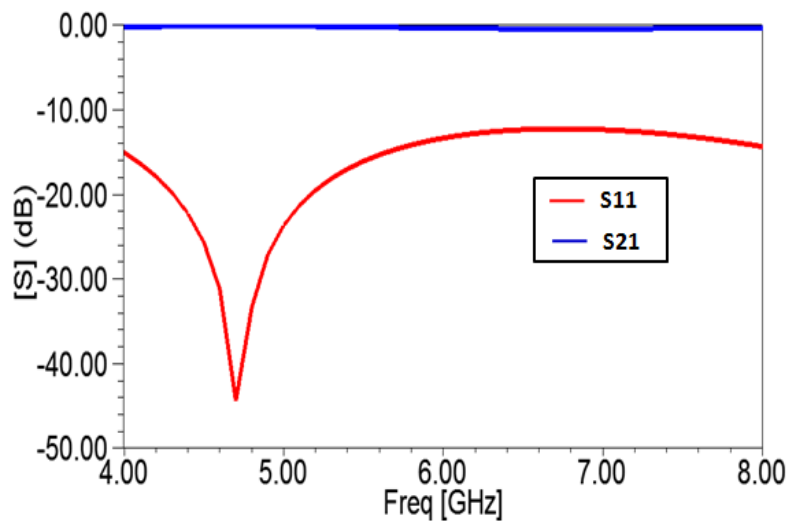


Figure 3.28. Résultats de simulation des paramètres S_{11} et S_{21} de la ligne microruban avec taper

Le filtre coupe bande basé sur la ligne microruban 50 Ω avec taper chargée par un réseau de trois cellules CSRR carrée a été conçu sous HFSS (Figure 3.29).

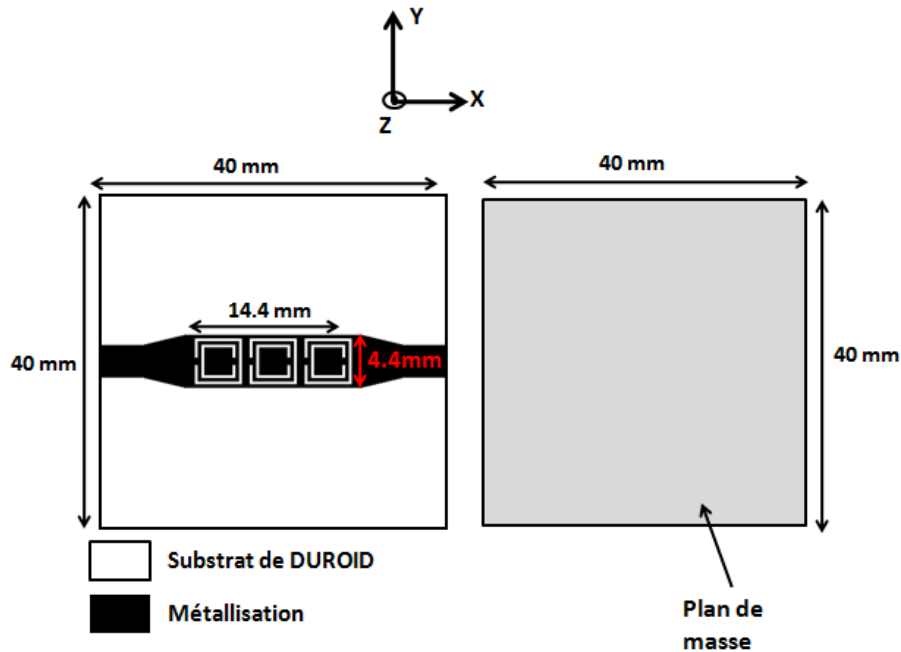


Figure 3.29. Configuration du filtre coupe bande constitué d'une ligne microruban 50 Ω chargée par un réseau de trois cellules CSRR carrée.

Les résultats de simulation des paramètres S (Figure 3.30), montrent un comportement coupe bande autour de la fréquence 6.0GHz avec une transmission (S_{21}) de l'ordre de -60 dB. La bande rejetée est de 1.0GHz [5.60 ; 6.60] dB. La réponse en transmission montre aussi des pertes d'insertion inférieures à 1dB en dehors de la bande rejetée.

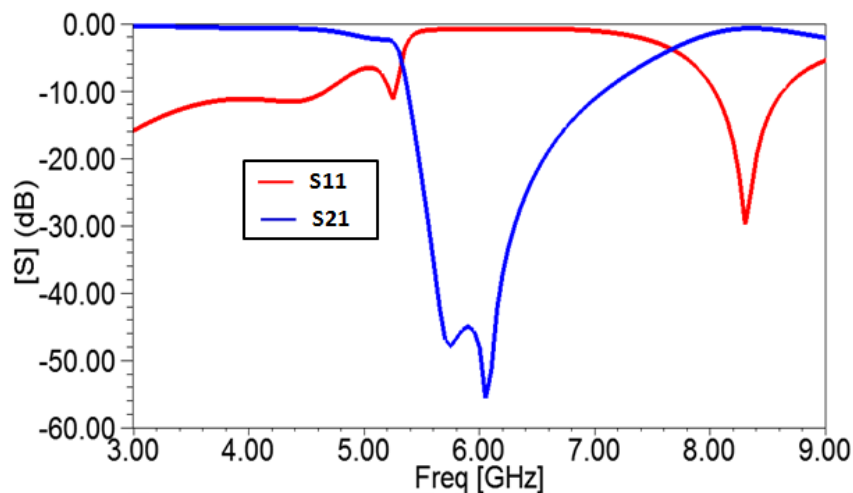


Figure 3.30. Résultats de simulation des paramètres S du filtre coupe bande constitué d'une ligne microruban 50 Ω chargée par un réseau de trois cellules CSRR carrée.

Les résultats de paramètres S montrent aussi, une diminution de la taille du filtre suivant l'axe Ox par un facteur de 1.6. La taille de la cellule suivant cet axe est réduite à $dx = 0.28 \lambda_0$, au lieu de $dx = 0.46 \lambda_0$ pour le filtre coupe bande de base.

Les résultats de simulation de la vitesse du groupe (Figure 3.31) montrent une stabilité dans toute la bande rejetée avec un niveau inférieur à 1ns.

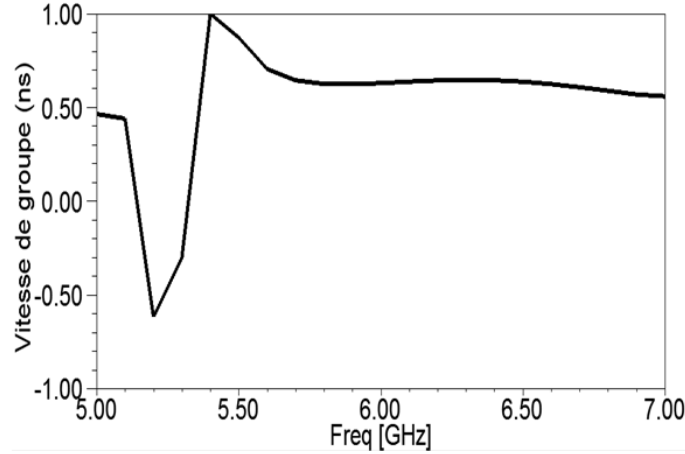


Figure 3.31. Résultats de simulation de la vitesse du groupe du filtre coupe bande à base des cellules CSRR carrée

3.4.2.2 Chargement par impédance

La deuxième technique consiste à un chargement de la cellule CSRR par une impédance. Le principe de cette technique se base sur la variation de l'impédance équivalente de la cellule pour réduire sa taille électrique.

Nous rappelons que selon l'équation de la pulsation de résonance de la cellule CSRR donnée par la relation 3.1, l'augmentation de l'impédance équivalente de la cellule engendre un décalage de sa fréquence de résonance vers les basses fréquences.

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC_{eq}}} \quad 3.1$$

Nous rappelons aussi, que la capacité équivalente de la cellule dépend des capacités créées dans les gaps des anneaux, ainsi que des capacités créées dans les fentes entre les anneaux. Nous proposons donc de charger une fente de l'anneau externe de la cellule CSRR par une impédance.

La figure 3.32 présente la configuration du filtre coupe bande basé sur l'association de la ligne microruban 50Ω à trois cellules Métamateriaux CSRR carrées chargées par une impédance.

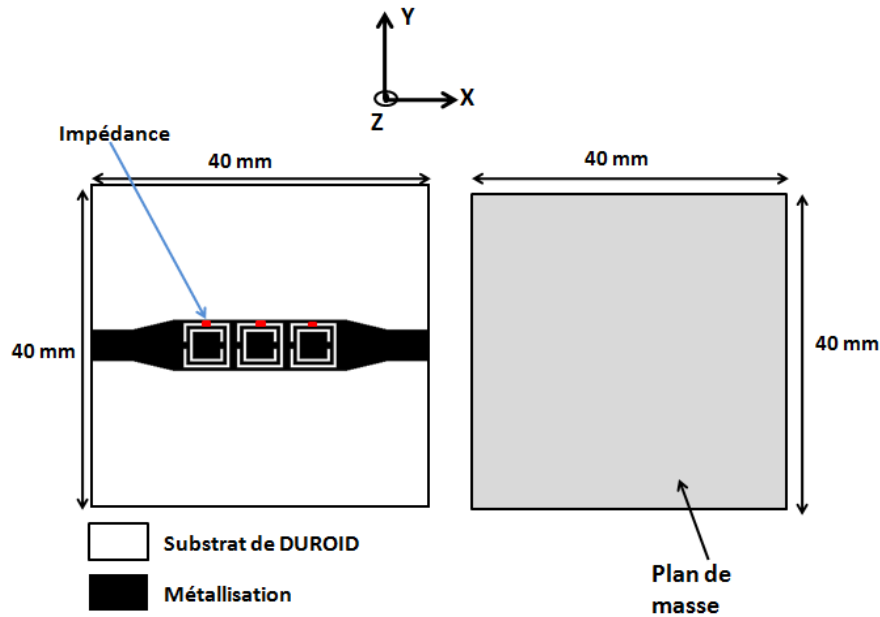


Figure 3.32. Configuration du filtre coupe bande basé sur l'association d'une ligne microruban 50Ω à trois cellules Métamateriau CSRR carré chargées par une impédance.

La configuration du filtre proposée a été conçue et simulée sous HFSS. Les résultats de simulation des paramètres S (Figure 3.33), montrent un comportement coupe bande autour de la fréquence 2.0 GHz avec une transmission (S_{21}) autour de -30 dB. La bande rejetée est de 400 MHz [1.8 ; 2.2] GHz. La réponse en transmission montre aussi des pertes d'insertion très faible inférieures à 1 en dehors de la bande rejetée.

Les résultats de paramètres S montrent aussi, une diminution de la taille du filtre suivant l'axe Ox par un facteur de 5. La taille de la cellule suivant cet axe est réduite à $dx = 0.09 \lambda_0$, au lieu de $dx = 0.46 \lambda_0$ pour le filtre coupe bande de base.

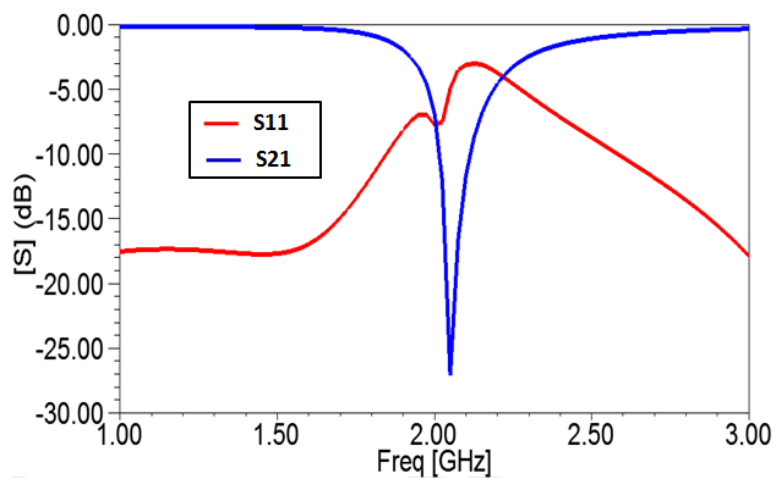


Figure 3.33. Résultats de simulation des paramètres S du filtre coupe bande basé sur l'association d'une ligne microruban 50Ω à trois cellules Métamateriau CSRR carré chargées par une impédance.

Les résultats de simulation de la vitesse du groupe (Figure 3.34) montrent une stabilité dans toute la bande rejetée avec un niveau inférieur à 1ns.

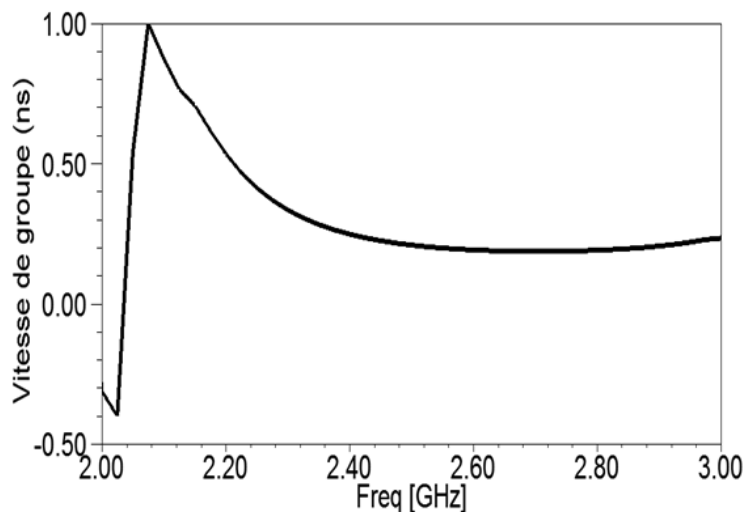


Figure 3.34. Résultats de simulation de la vitesse du groupe du filtre coupe bande basé sur l'association d'une ligne microruban 50Ω à trois cellules Métamateriau CSRR carré chargées par une impédance.

Une comparaison des dimensions des structures des filtres coupe bande miniatures est présentée dans le tableau 3.7

Type du filtre	Dimension dx	Dimension Dy	Facteur de réduction/ (dx)	Facteur de réduction/ (dy)
Filtre coupe bande de base	$0.46 \lambda_0$	$0.06 \lambda_0$	1	1
Filtre à base de cellule CSRR carré	$0.28 \lambda_0$	$0.09 \lambda_0$	1.6	0.7
Filtre à base de cellule CSRR carré chargée par impédance	$0.09 \lambda_0$	$0.03 \lambda_0$	5	2

Tableau 3-7. Comparaison des dimensions des structures des filtres coupe bande miniatures

3.4.3 Réalisation et validation expérimentale

Pour la validation expérimentale de notre travail, une maquette de filtre coupe bande basé sur une ligne microruban avec taper et trois cellules CSRR a été réalisé (Figure 3.35). La caractérisation fréquentielle du filtre est ensuite effectuée à l'aide de l'analyseur de réseau Agilent N5230A.

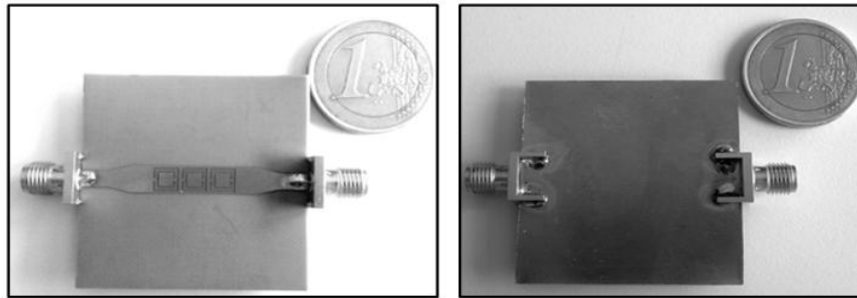


Figure 3.35. Photos de maquette du filtre coupe bande basé sur l'association de la ligne microruban $50\ \Omega$ chargé par un réseau de trois cellules Métamateriau CSRR carré. (a) vue de dessus (b) vue de dessous

Les résultats de mesure des paramètres S du filtre réalisé sont affichés sur la Figure 3.36. Les réponses mesurées montrent les résultats attendus. On peut noter toutefois, un décalage par rapport aux résultats de la simulation; Ceci probablement est dû aux incertitudes de la fabrication.

Par ailleurs, les réponses mesurées convergent avec les résultats attendus, puisque nous remarquons un comportement coupe bande autour de la fréquence 6.0 GHz avec une bande rejetée de 1.0GHz et des pertes d'insertion faible inférieures à 1 dB en dehors de la bande rejetée.

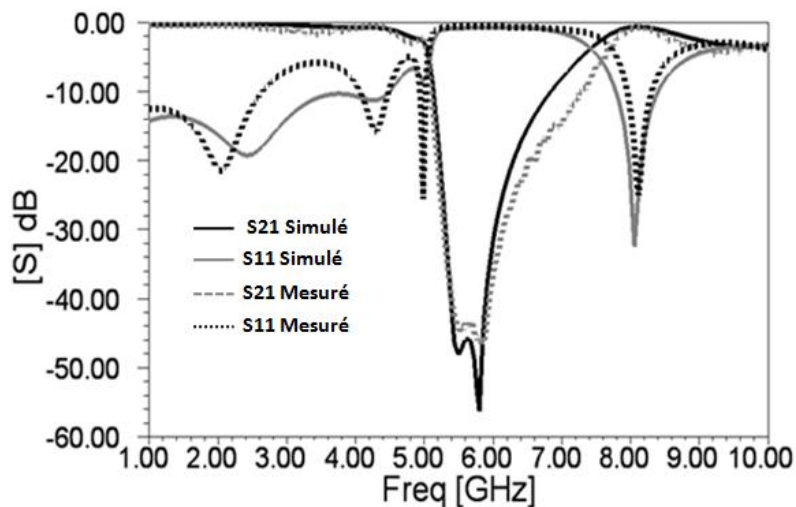


Figure 3.36. Résultats de mesure et de simulation des paramètres du filtre coupe bande réalisé

3.5 Etude de l'agilité des filtres coupe bande

Nous aborderons dans la dernière partie de ce chapitre, l'étude des filtres coupe bande basés sur une ligne microruban et des cellules SRR ou CSRR agiles. L'étude sera effectuée selon deux investigations différentes. La première investigation consiste à étudier un filtre coupe bande basé sur une cellule SRR chargée par des diodes PIN. Dans la deuxième investigation, on abordera l'étude d'un filtre coupe bande basé sur des cellules CSRR chargées par des diodes Varactor.

3.5.1 Filtre coupe bande à base des cellules Métamatériaux SRR chargée par une diode PIN

Dans cette partie, nous sommes intéressés à reprendre le modèle de filtre coupe bande basé sur une association d'une ligne microruban $50\ \Omega$ et une cellule SRR, et d'y ajouter une diode PIN pour pouvoir contrôler le fonctionnement du filtre coupe bande.

Nous adopterons la même démarche de conception et du chargement des cellules SRR par les diodes PIN ainsi que le schéma de leurs polarisations développé dans la section (2.4.5 du chapitre 2).

Sous HFSS, la diode PIN sera modélisée par une impédance localisée Z_{cf} (*Impedance Boundary*).

Selon notre hypothèse et suite à l'étude réalisée dans la section (2.4.5 du chapitre 2), lorsque la diode est polarisée dans le sens inverse ($V_{dc} = -30V$) les cellules en question raisonnent et par conséquent un phénomène de filtrage coupe bande autour de leurs fréquences de résonances sera réalisé. Cependant, lorsque la diode est polarisée dans le sens direct ($V_{dc} = 0.8V$), les cellules ne devront pas présenter un comportement résonnant et donc aucun phénomène de filtrage ne devrait se présenter.

Pour répondre à cette hypothèse, nous adopterons le modèle de filtre coupe bande conçue dans la section 3.2.1 (Figure 3.7). La diode PIN sera située aux bornes du gap gf de la cellule SRR (Figure 3.37).

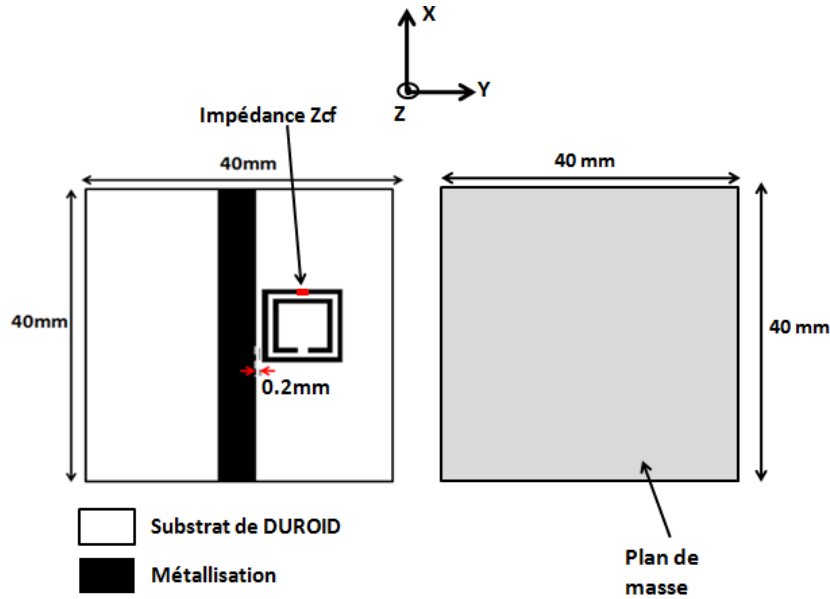


Figure 3.37 : configuration du filtre coupe bande basé sur l'association de la ligne microruban $50\ \Omega$ à une cellule Métamateriau SRR chargée par une impédance Z_{cf} .

Les résultats du paramètre S_{21} (figure 3.38) montrent un comportement coupe bande autour de la fréquence de la fréquence 6.0GHz pour le cas ou la diode est polarisée dans le sens inverse ($V_{dc} = -30V$). Par contre, on ne retrouve plus ce comportement coupe bande, dès que la diode est polarisée dans le sens directe ($V_{dc} = 0.8V$).

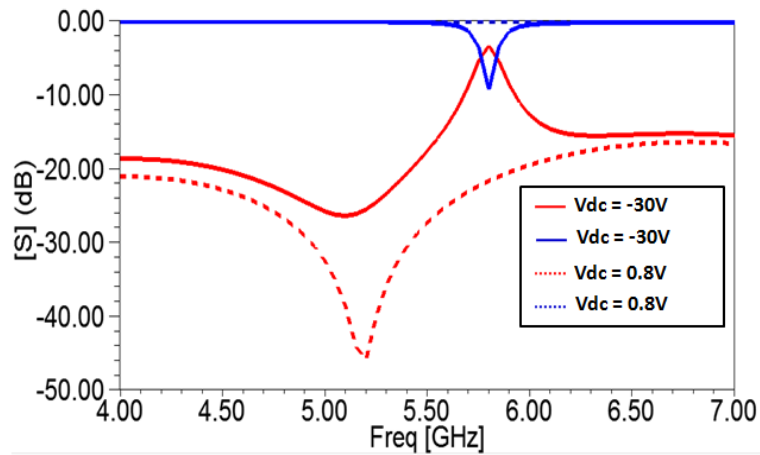


Figure 3.38. Résultats de simulation des paramètres S de du filtre coupe bande basé sur une cellule Métamateriau SRR chargée par une diode PIN.

Pour la validation expérimentale de notre filtre, nous avons proposé une structure de filtre basée sur une ligne microruban $50\ \Omega$ et une cellule SRR chargée par une diode PIN, et son circuit de polarisation (Figure 3.39).

La cellule SRR est dimensionnée pour avoir une résonance autour de 5.0GHz. La diode PIN choisie est *BAR50-20L* du constructeur INFEON, et son circuit de

polarisation DC est composé d'une inductance de choke L_s de 20 nH et d'une capacité de filtrage C_f de 100 pF, afin de découpler entre le signal RF et DC .

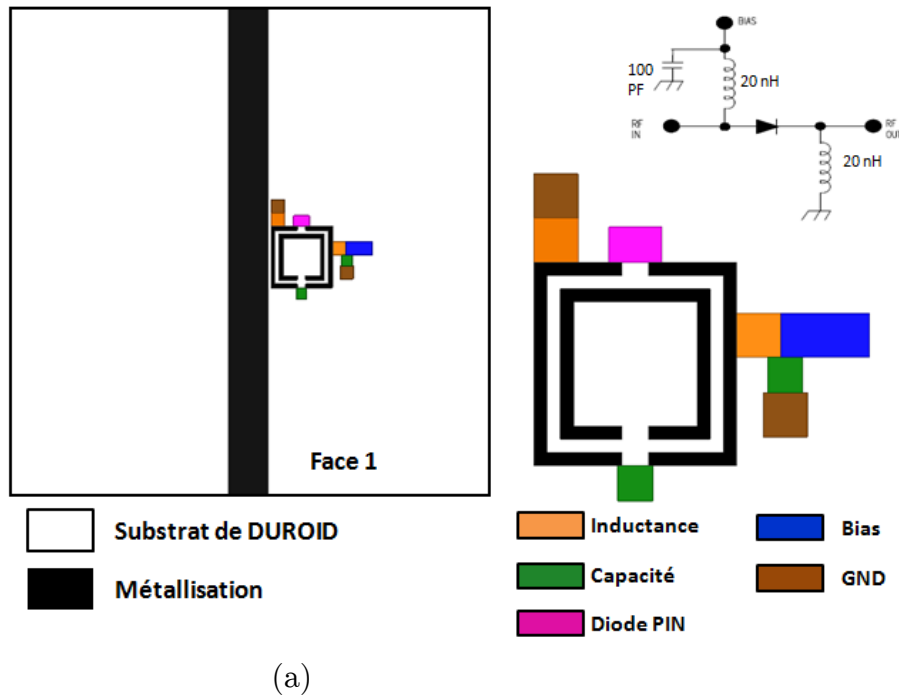


Figure 3.39 (a) configuration du filtre coupe bande basé sur une ligne microruban et une cellule SRR chargée par une diode PIN (b) détails de la cellule SRR chargée par la diode PIN et le circuit de polarisation DC

La structure de filtre conçue et validée par simulation sous HFSS, et ensuite réalisée sur un substrat de type « RT/Duroid™ » avec les caractéristiques suivantes : permittivité relative ($\epsilon_r = 2.2$) ; épaisseur ($h=0.8$ mm) et des pertes dans le diélectrique ($Tg(\delta) = 0.0001$).

La caractérisation fréquentielle de notre maquette (Figure 3.40) est ensuite effectuée à l'aide de l'analyseur de réseau Agilent N5230A.

Les résultats de mesure des paramètres S du filtre réalisé (Figure 3.41) montrent un comportement coupe bande autour de la fréquence 4.3 GHz pour le cas où la diode est polarisée dans le sens inverse ($V_{dc} = -30V$). Par contre, pour le cas où la diode est polarisée dans le sens direct ($V_{dc} = 0.8$ V), on retrouve le comportement de transmission de la ligne microruban.

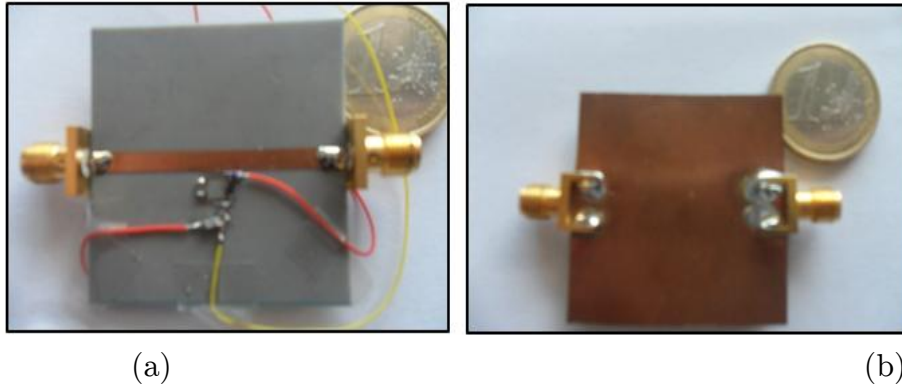


Figure 3.40. Photos de fabrication du filtre coupe bande basé sur l'association de la ligne microruban $50\ \Omega$ à une cellule Métamatériau chargée par une diode PIN.
(a) vue de dessus (b) vue de dessous

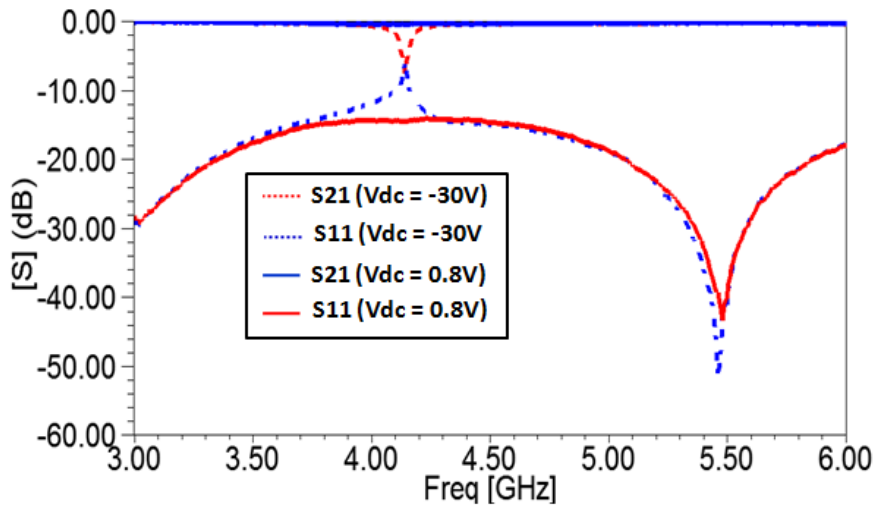


Figure 3.41. Résultats de mesures des paramètres S11 et S21 de du filtre coupe bande basé sur une cellule Métamatériau SRR chargée par une diode PIN.

L'ensemble des résultats obtenus de simulation et de mesure confirme la réalisation d'un filtre coupe bande commutable en fonction de la tension de polarisation d'une diode PIN insérée dans le gap gf de la cellule SRR.

3.5.2 Filtre coupe bande à base des cellules Métamatériaux CSRR chargée par une diode Varactor

Dans cette section, nous souhaitons capitaliser les résultats obtenus au niveau du chapitre 2 concernant la reconfigurabilité de la cellule SRR chargée par une diode Varactor. En effet et toujours dans le même ordre d'idée, nous proposons une structure de filtre coupe bande basé sur une association d'une ligne microruban $50\ \Omega$ et un réseau de trois cellules CSRR chargées par des diodes Varactor.

Sous HFSS, la diode Varactor sera modélisée par une impédance capacitive Z_c en utilisant la condition aux limites « *Impedance Boundary* ».

Selon notre hypothèse, une variation de la fréquence centrale du filtre coupe bande peut être réalisée en fonction de la tension de commande de la diode Varactor.

Pour répondre à cette hypothèse, nous adopterons le modèle de filtre coupe bande conçu dans la section 3.4.2 (Figure 3.29). La diode Varactor est insérée dans la fente de l'anneau externe la cellule CSRR (Figure 3.42). La démarche de conception et du chargement des cellules SRR par les diodes Varactor ainsi que le schéma de leurs polarisations seront identiques à ceux développés dans la section (2.4.5 du chapitre 2).

La tension de polarisation de la diode Varactor sera variée d'un pas de $2V$ entre $V_{\max} = 8V$ et $V_{\min} = 2V$. Les réponses du paramètre S_{21} seront ensuite données sur le même graphe pour pouvoir apprécier la reconfigurabilité de la bande rejetée du filtre coupe bande.

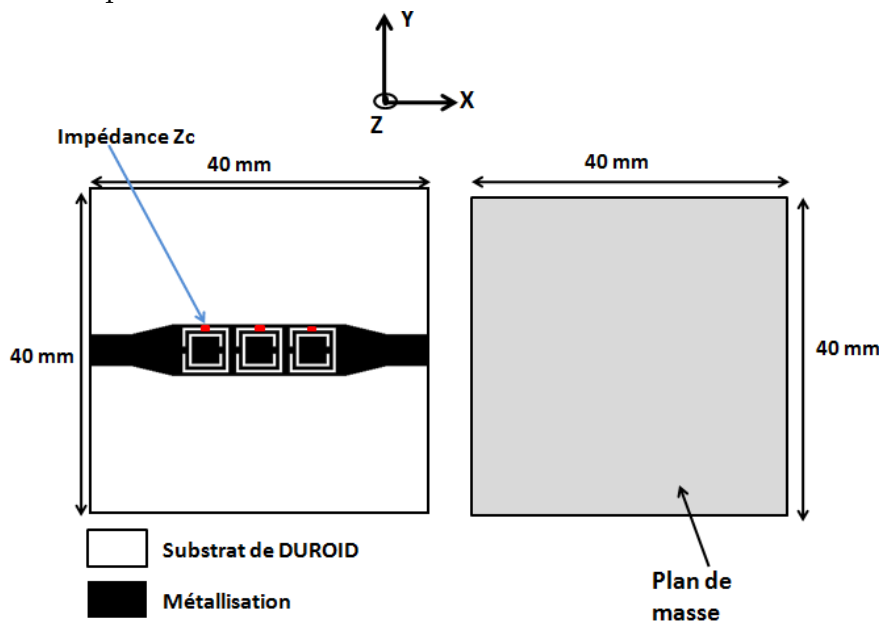


Figure 3.42. Configuration du filtre coupe bande basé sur l'association de la ligne microruban $50\ \Omega$ à un réseau de trois cellules Métamateriaux CSRR chargées par une capacité C_s

Les résultats de variation du paramètre S_{21} en fonction de la tension V_{dc} (Figure 3.43) obtenus montrent une reconfiguration de la fréquence centrale de la bande rejetée en fonction de la tension de commande de la diode (V_{dc}). Un décalage de la fréquence centrale de la bande rejetée du filtre vers les basses fréquences est obtenu par la diminution de la tension de commande V_{dc} . Par ailleurs, la largeur de

la bande rejetée n'a subi aucune variation avec une stabilité du niveau de rejection autour des fréquences centrales.

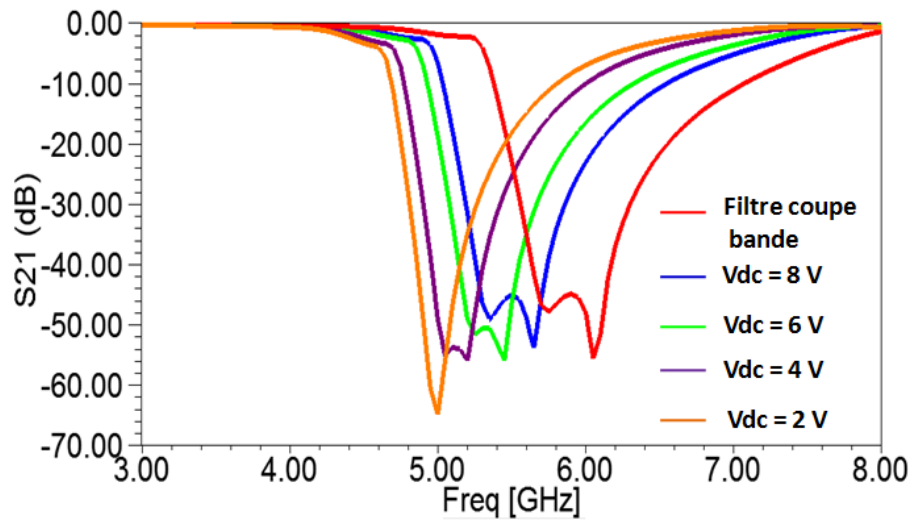


Figure 3.43. Variation du paramètre S21 du filtre coupe bande reconfigurable en fonction de Vdc

L'ensemble des résultats obtenus confirme la réalisation d'un nouveau modèle de filtre basé sur l'association d'une ligne micro-ruban 50Ω et des cellules CSRR reconfigurables, les résultats ont bien montré l'obtention d'un filtrage coupe bande à fréquence centrale reconfigurable.

3.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté de nouveaux modèles de filtre basé sur l'association d'une ligne microruban à des résonateurs sub-longueurs d'onde de type SRR et CSRR. Deux nouveaux modèles de filtres ont été ensuite développés et validés expérimentalement suivant une démarche méthodologique proposée.

Le premier modèle concerne un filtre coupe bande basé sur l'association d'une ligne microruban à des résonateurs de type SRR. Une démarche méthodologique de conception a été proposée. Nous avons ensuite confirmé que le choix de la position de la cellule par rapport à la ligne est une condition primordiale afin d'optimiser le niveau du couplage et d'assurer l'effet Métamateriau souhaité. Les résultats de mesures et de simulation obtenus confirment l'obtention d'un comportement coupe bande autour de la fréquence de résonance de la cellule. La bande rejetée est de 150 MHz avec un niveau de rejection de l'ordre de -10 dB et une vitesse du groupe inférieure à 1ns.

En se basant sur le même concept, nous avons proposé un filtre multi coupe bande utilisant trois cellules résonnantes à différentes fréquences.

Selon le même modèle de filtre, nous avons développé un filtre passe bande basé sur l'association d'une ligne microruban à deux cellules résonnantes à deux fréquences différentes. Les résultats de simulation obtenus présentent un comportement passe-bande avec une fréquence centrale autour de 6.25 GHz, une largeur de bande de 300 MHz, et des pertes d'insertion inférieures à 1dB. La fréquence centrale du filtre, ainsi que sa largeur de bande sont en fonction des fréquences de résonance des deux cellules. L'utilisation de cellules SRR agiles offre la possibilité d'obtenir des filtres passe bande reconfigurables.

La dernière solution du filtrage réalisé est basée sur une ligne microruban chargée par des cellules complémentaires CSRR. Les résultats obtenus ont montré un comportement coupe bande autour de la fréquence de résonance de la cellule. La bande rejetée est de 1.2 GHz avec un niveau de rejection de l'ordre de -25 dB et une vitesse du groupe inférieure à 1ns. Une étude de miniaturisation du filtre a été présentée. La première technique est basée sur l'optimisation des paramètres géométriques et la deuxième utilise le chargement par impédance. Les dimensions du filtre miniature suivant les axes Oy et Ox sont respectivement de $0.03 \lambda_0$ et $0.09 \lambda_0$ avec un facteur de réduction de 2 et 5 par rapport au filtre coupe bande de base.

La dernière partie de ce chapitre a été consacrée à l'étude de l'agilité des filtres coupe bande. Les techniques d'agilité étudiées sont basées sur le chargement de la cellule par des éléments électroniques actifs qui sont logés en des positions appropriées. Dans cette optique, deux structures de filtres associées à des cellules reconfigurables ont été étudiées. La première est basée sur des cellules SRR chargées par des diodes PIN, la deuxième quand à elle utilise des cellules complémentaires CSRR chargées par des diodes Varactor. Les résultats obtenus ont montré une variation intéressante des paramètres du filtre en fonction de la tension de polarisation de la diode.

Chapitre 4 :

Conception et réalisation de nouvelles structures d'antennes ULB à bande rejetée

Sommaire

4. CONCEPTION ET REALISATION DE NOUVELLES STRUCTURES D'ANTENNE ULB A BANDE REJETEE.....	111
4.1 Introduction.....	112
4.2 Antenne ULB.....	112
4.2.1 Définition.....	112
4.2.2 Conception, et simulation de l'antenne ULB.....	113
4.2.3 Réalisation et validation expérimentale.....	115
4.3 Association de l'antenne ULB et des cellules Métamateriaux.....	116
4.3.1 Antenne ULB associée à des cellules SRR en amont.....	117
4.3.1.1 Cellule SRR.....	118
4.3.1.2 Couplage cellule SRR + ligne d'alimentation de l'antenne.....	119
4.3.1.3 Conception, Simulation de l'antenne associée aux cellules SRRs...	120
4.3.1.4 Réalisation et validation expérimentale.....	125
4.3.2 Antenne ULB chargée par des cellules Métamateriaux dans la zone proche de l'élément rayonnant.....	126
4.3.2.1 Antenne monopole ULB chargée par une cellule CSRR.....	127
4.3.2.2 Antenne monopole ULB chargée par une cellule SRR.....	131
4.4 Conclusion.....	136

4.1 Introduction

Dans le chapitre précédent, on s'est donné comme objectif, la réalisation de nouveaux modèles de filtre à base de réseaux finis de cellules Métamateriaux. Durant le présent chapitre, nous allons étudier l'association de la fonctionnalité filtrage à celle d'un dispositif de rayonnement conventionnel. Pour ce faire, nous avons choisi comme élément de rayonnement une antenne ULB à base d'un monopole microruban. Le choix de ce dispositif se justifie pour les raisons suivantes :

- La bande interdite autour de la fréquence de résonance de la cellule Métamateriau étant large, une simple antenne patch conventionnelle ne sera pas très utile pour notre investigation.
- Avoir des degrés de liberté plus important, en terme d'étude de comportement fréquentiel du nouveau modèle d'antenne qui sera proposé.

L'étude de l'association de l'antenne monopole ULB à des cellules Métamateriaux de type SRR et CSRR sera effectuée selon deux investigations différentes.

L'objectif est d'évaluer l'impact de cette association et de maîtriser les conditions d'excitation des cellules, pour un fonctionnement optimal, quelle que soit la zone de chargement.

L'emplacement et l'orientation des cellules Métamateriaux soit par rapport à l'élément rayonnant ou par rapport à la ligne d'excitation est, en effet, primordial pour satisfaire les conditions d'excitation des cellules en termes de champ \vec{E} et \vec{H} .

4.2 Antenne ULB

4.2.1 Définition

De nombreuses études ont été menées depuis la première utilisation du monopole circulaire en 1992 [72-74] et de nombreux travaux ont été réalisés afin d'utiliser le monopole carré sous sa forme planaire pour des applications ultra large bande [75-83].

Différentes techniques ont été envisagées pour élargir sa bande passante et stabiliser son diagramme de rayonnement. On peut citer pour augmenter la bande

passante du monopole, l'utilisation d'un court-circuit [84], du décalage de l'alimentation [85], l'utilisation des encoches [86,87] et de la technique de l'évasement symétrique [88]. Toutes ces méthodes se basent sur le même effet physique, à savoir le fait d'ajouter des modes supplémentaires à la structure.

Des méthodes existent aussi pour stabiliser le diagramme de rayonnement du monopole carré, par exemple:

- Ajouter un second élément rayonnant, identique au précédent, perpendiculaire à l'élément rayonnant principal [89] ;
- Une méthode consiste à utiliser trois monopoles rectangulaires pliés [90], espacés de 120° .

Toutes ces variantes peuvent être utilisées dans l'association à des cellules Métamatériaux. Dans la suite du chapitre, nous allons limiter l'étude de faisabilité au monopole simple.

4.2.2 Conception, et simulation de l'antenne ULB

Le modèle d'antenne ULB développé dans le cadre de notre étude se base sur un monopôle carré imprimé sans plan de masse, ce monopole sera alimenté par une ligne d'alimentation à plan de masse réduit. Le choix de ce modèle particulier est important pour pouvoir réaliser nos deux types d'investigation à savoir :

- Le chargement par des cellules SRR en amont (sur la ligne d'alimentation) ;
- Le chargement par des cellules SRR/CSRR en aval (intra ou extra élément rayonnant).

Le substrat utilisé est un diélectrique de type Duroid™ [permittivité relative ($\epsilon_r = 2.2$) ; épaisseur ($h=0.8$ mm) et $T_g(\delta) = 0.001$].

Les différentes dimensions de l'antenne optimisées sous HFSS pour fonctionner sur une large bande de 4 à 10 GHz sont répertoriées dans le tableau 4.1.

La configuration de l'antenne ULB est illustrée sur la figure 4.1.

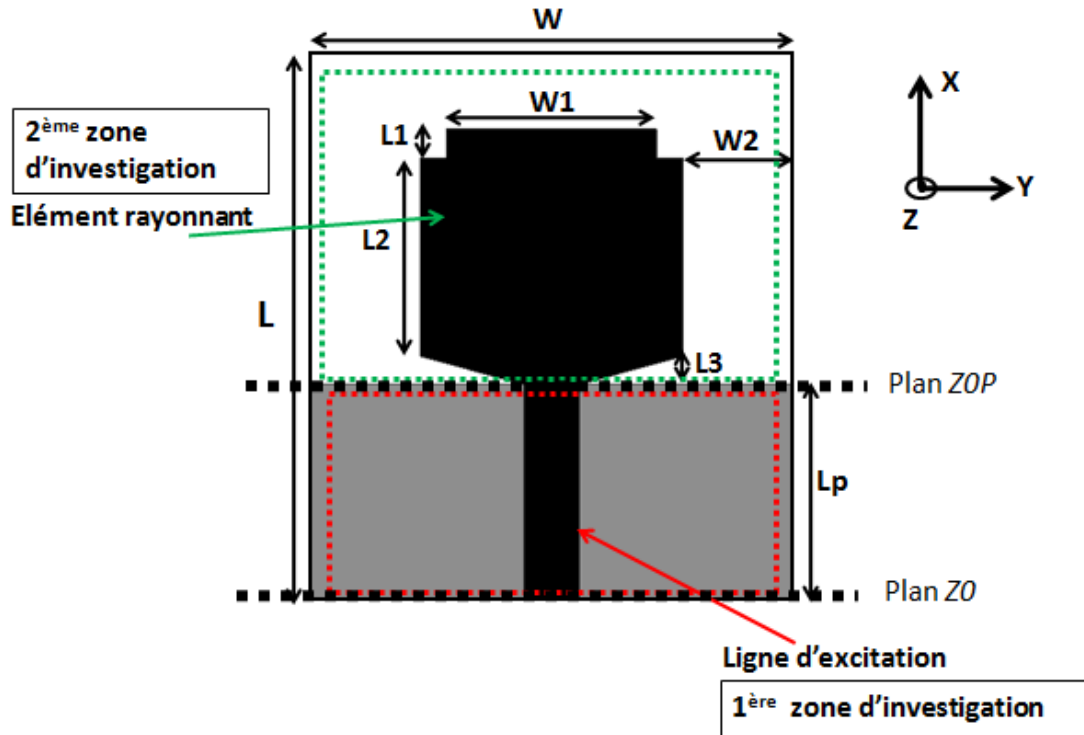


Figure 4.1. Configuration de l'antenne monopole ULB

Les résultats de simulation du paramètre S_{11} sous HFSS (figure 4.2), montrent bien une adaptation dans la bande 4.5-10 GHz ($S_{11} < -10\text{dB}$).

La figure 4.3 représente le diagramme de rayonnement de l'antenne monopole dans les plans E et H à la fréquence 5.0GHz où on peut observer, un faisceau omnidirectionnel avec gain de 5 dBi.

Paramètres	Valeur (mm)
W	28.0
L	29.0
L1	1.5
L2	10.5
L3	1.5
W1	12.0
W2	6.5
Lp	11.5

Tableau 4-1. Paramètres géométriques de l'antenne monopole optimisée

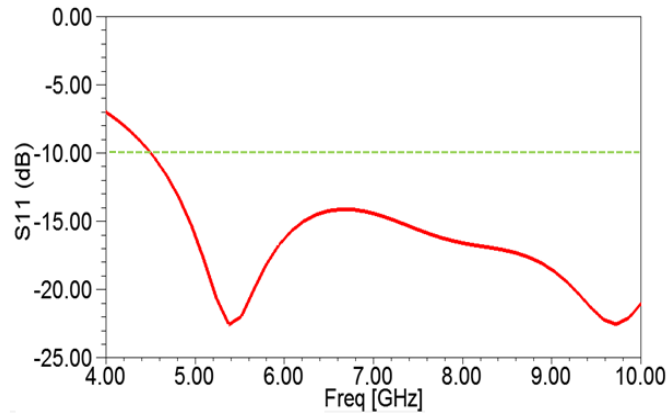


Figure 4.2. Résultats de simulation des paramètres S11 de l'antenne ULB

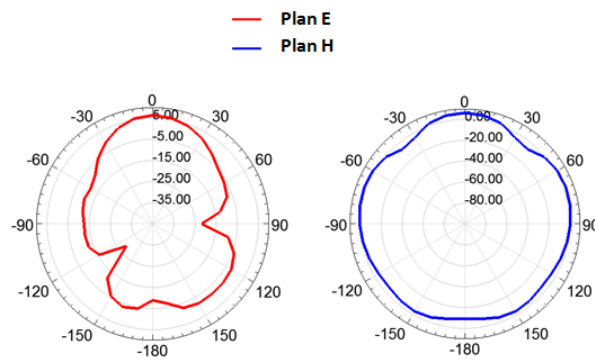


Figure 4.3. Diagramme de rayonnement de l'antenne monopole simulé à la fréquence 5.0GHz dans les plans E et H

4.2.3 Réalisation et validation expérimentale

Pour la validation expérimentale de notre monopole, une maquette d'antenne est réalisée au laboratoire IETR [91] (Figure 4.4). La caractérisation fréquentielle en champ proche de l'antenne est ensuite effectuée à l'aide de l'analyseur de réseau Agilent N5230A.

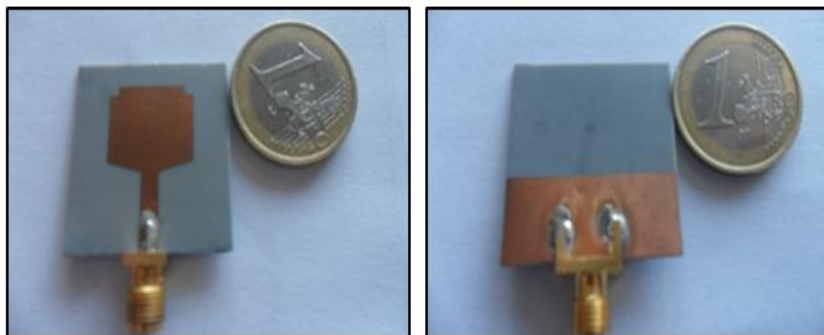


Figure 4.4. Photos de la maquette de l'antenne monopole ULB
(a) vue de dessus (b) vue de dessous

Les résultats de mesure des paramètres S_{11} de l'antenne réalisée sont reportés sur la figure 4.5. La comparaison entre les résultats de simulation à ceux de la mesure montre un accord satisfaisant dans toute la bande de fréquences.

La figure 4.6 représente le diagramme de rayonnement mesuré de l'antenne monopole dans le plan E et H à la fréquence 5.0GHz où, un faisceau omnidirectionnel avec gain de 3.5 dBi peut être observé. Un accord satisfaisant entre les résultats de la simulation et ceux de la mesure est également obtenu en champ lointain.

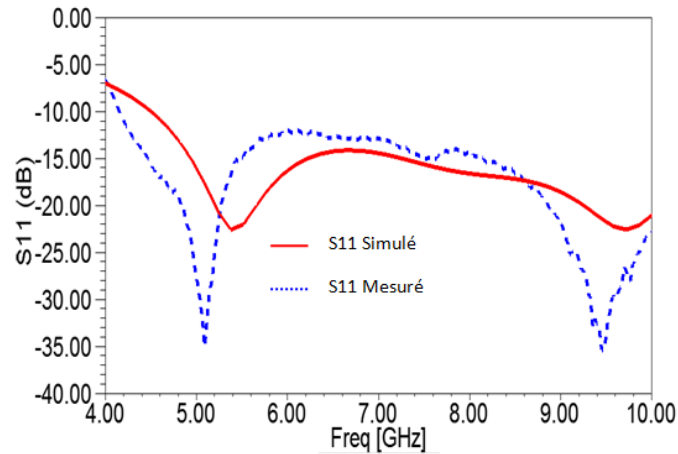


Figure 4.5. Résultats de simulation et de mesure des paramètres S_{11} de l'antenne ULB

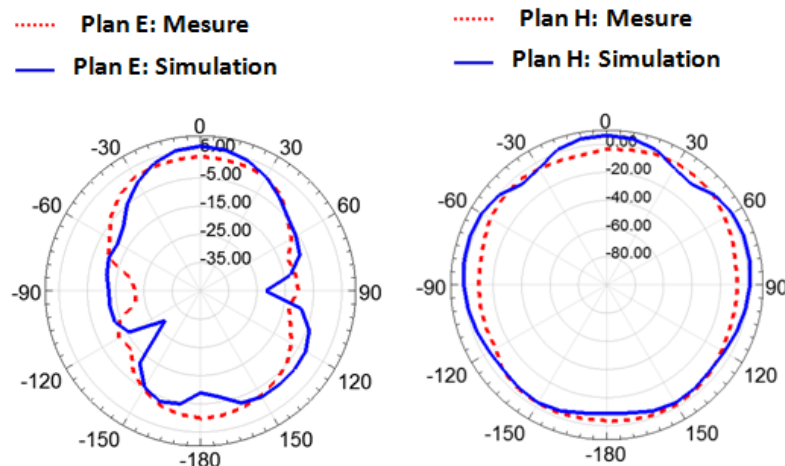


Figure 4.6. Diagramme de rayonnement de l'antenne monopole mesuré et simulé à la fréquence 5.0GHz dans les plans E et H

4.3 Association de l'antenne ULB et des cellules Métamateriaux

Comme nous avons vu précédemment, le modèle de l'antenne ULB choisi est constitué de deux parties (figure 4.1). La première partie est une ligne d'alimentation

adaptée à 50Ω du coté du port d'entrée ($Z_0=50 \Omega$). La deuxième partie de l'antenne est l'élément rayonnant sans plan de masse. Z_{0p} est l'impédance d'entrée de l'élément rayonnant ; elle sera déduite par simulation électromagnétique (Figure 4.1).

Dans la suite de notre étude, deux investigations seront effectuées, la première consiste à étudier le chargement de la ligne d'alimentation de l'antenne par des cellules SRRs en réalisant ainsi un dispositif de filtrage en amont de l'élément rayonnant.

La deuxième investigation quant à elle repose sur une association à la fois à l'intérieur de l'élément rayonnant ainsi que dans ses bordures en champ proche à fin de réaliser un filtrage en aval.

4.3.1 Antenne ULB associée à des cellules SRR en amont

Dans cette section, nous sommes intéressés à l'étude de l'association de l'antenne monopole ULB conçue dans la section précédente à des cellules SRR. Les cellules sont situées à proximité de la ligne d'alimentation de l'antenne pour former un système de filtrage en amont comme celui développé dans le chapitre précédent.

L'objectif est d'exploiter le nouveau modèle de filtre réalisé dans le chapitre précédent basé sur l'association d'une ligne micro-ruban adaptée à 50Ω à des cellules SRR afin de réaliser un filtrage en amont de l'élément rayonnant. La première partie de l'antenne monopole constituée de la ligne d'alimentation (Figure 4.1) jouera ainsi un double rôle, une ligne d'alimentation chargée par un dispositif de filtrage à base de cellules SRR.

Pour ce faire, nous procéderons selon la démarche méthodologique donnée à la figure 4.7.

La première étape consiste à effectuer une simulation électromagnétique de l'antenne ULB et d'en extraire la matrice Z_{op} , qui n'est que l'impédance d'entrée de l'antenne ramenée au plan d'excitation de l'élément rayonnant, avec la méthode "de-embedding" sous HFSS. L'intérêt de cette étape est de pouvoir simuler dans un premier temps la ligne d'alimentation seule tout en respectant les impédances d'entrée de chaque port afin d'émuler la présence de l'élément rayonnant.

La deuxième étape vise à concevoir une cellule SRR résonnante à une fréquence de travail f_t .

L'étape suivante consiste à effectuer une cartographie du champ magnétique \vec{H} de la ligne d'alimentation seule à la fréquence de travail.

Il est à noter qu'une différence de distribution du champ magnétique \vec{H} devra être constatée en comparaison avec les modèles développés dans le chapitre

précédent puisque, les lignes utilisées dans ce chapitre sont de simples lignes adaptées de part et d'autre à 50Ω , ce qui n'est pas le cas pour une ligne d'alimentation du monopole.

Une cartographie du champ \vec{H} de l'antenne monopole sera ensuite effectuée, et comparée à celle de la ligne d'alimentation seule, afin de déterminer la position longitudinale la plus optimale pour insérer la cellule SRR préalablement conçue.

La quatrième étape est consacrée à l'association de l'antenne monopole au dispositif de filtrage basé sur la ligne d'excitation du monopole et des cellules SRR.

La dernière étape vise à valider expérimentalement à l'aide d'une maquette le nouveau modèle d'antenne proposé.

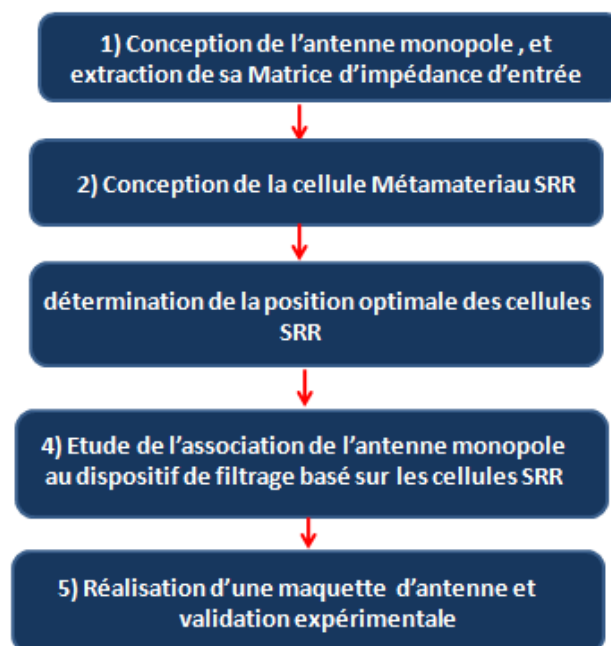


Figure 4.7. Démarche méthodologique de la conception d'une antenne monopole associée à des cellules SRR

4.3.1.1 Cellule SRR

Pour illustrer les différentes étapes de notre étude, nous proposons la conception d'une cellule SRR carrée. La fréquence de résonance retenue est de 6.0GHz.

Après optimisation, les paramètres géométriques de la cellule SRR sont :

- La taille de substrat ($d = 4.6\text{mm}$) ;
- La largeur de gap entre les anneaux ($ga = 0.3\text{mm}$) ;
- La largeur de fente ($gf = 0.6\text{mm}$) ;
- La largeur de la ligne micro ruban ($w = 0.3\text{mm}$).

Les résultats de simulation des paramètres S montrent un comportement coupe bande autour de la fréquence 6.2 GHz. Un S_{11} tend vers 0dB avec un coefficient de transmission (S_{21}) très atténuée de l'ordre de -20 dB (Figure 4.8). Ce résultat confirme un phénomène de bande interdite autour de la fréquence de résonance de la cellule Métamateriau.

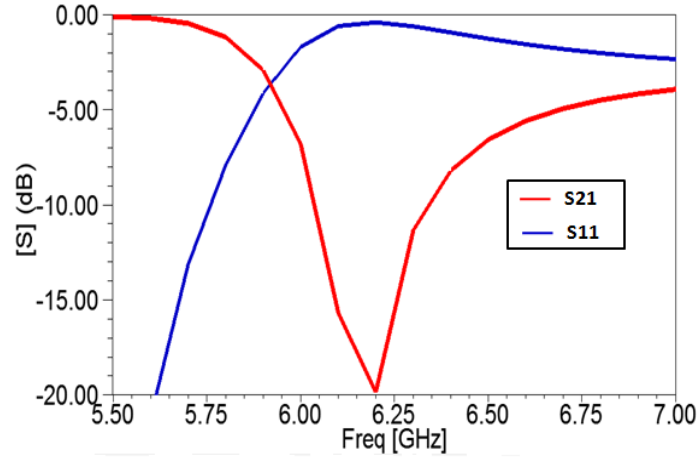


Figure 4.8. Résultats de simulation des paramètres S_{11} et S_{21} de la cellule SRR carrée

4.3.1.2 Couplage cellule SRR + ligne d'alimentation de l'antenne

Après avoir conçu l'antenne monopole (figure 4.1) et la cellule SRR, l'étape suivante de notre étude consiste à déterminer la position optimale de la cellule SRR. Cette dernière étant une cellule MNG prédominée par le champ magnétique, on a jugé utile d'effectuer en premier lieu une cartographie du champ magnétique \vec{H} de la ligne d'alimentation seule à la fréquence de résonance de la cellule (Figure 4.9 (a)). La ligne ayant une impédance d'entrée $Z_0 = 50 \Omega$, l'impédance de la charge n'est dans ce cas que l'impédance caractéristique de l'antenne monopole extraite par la méthode de-embedding sous HFSS.

Selon les résultats de la cartographie, la cellule SRR doit être située suivant l'axe X dans la zone où il y a une concentration du champ magnétique \vec{H} , et suivant l'axe Y à proximité de la ligne d'alimentation pour maximiser le couplage magnétique (étude effectuée dans la section 3.2.1 du troisième chapitre). Le but est que le flux magnétique généré par le courant circulant dans la ligne d'alimentation doit pénétrer efficacement le ventre de la cellule SRR pour exacerber sa résonance.

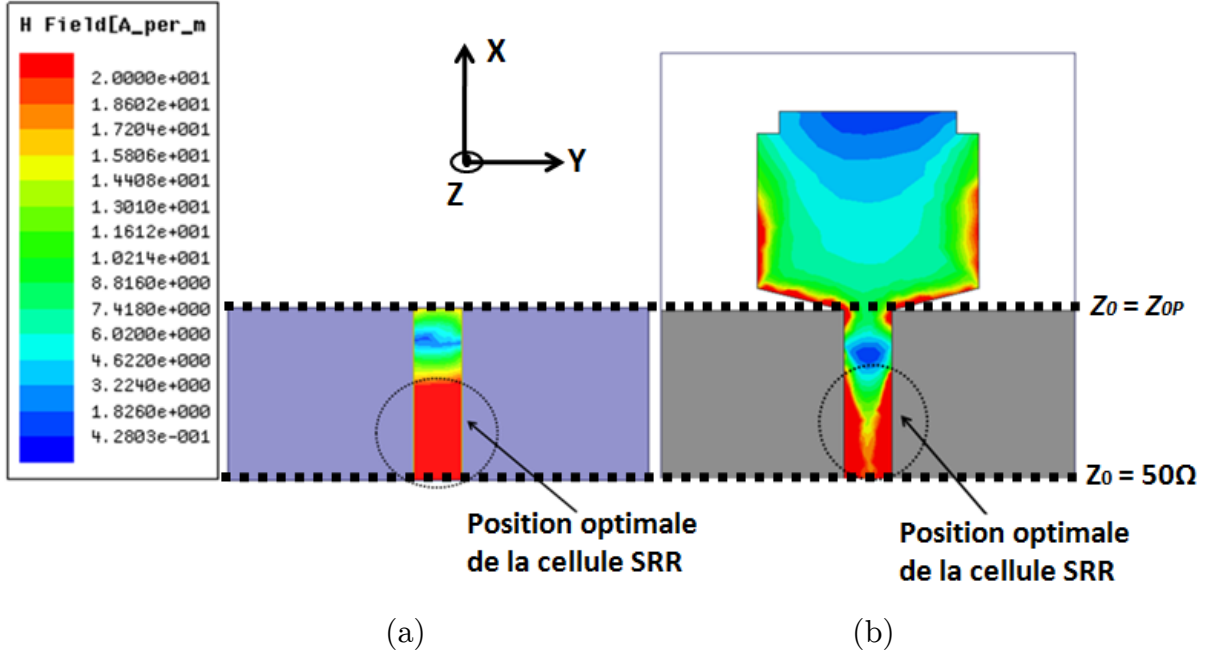


Figure 4.9. Cartographie du champ magnétique \vec{H} à la fréquence de résonance de la cellule (6.0 GHz) (a) la ligne d'alimentation seule (b) l'antenne monopole

La cartographie du champ magnétique \vec{H} de l'antenne monopole a été ensuite effectuée à la fréquence de résonance de la cellule SRR (Figure 4.9 (b)).

La distribution du champ magnétique \vec{H} confirme bien la position longitudinale de la cellule SRR obtenue à travers la cartographie du champ de la ligne d'alimentation seule.

Ce résultat montre bien, que la position optimale de la cellule SRR pourra être choisie en l'associant juste à une ligne d'alimentation seule chargée par l'impédance d'entrée de l'antenne (méthode de-embedding). Cette approche nous donnera la possibilité de segmenter l'étude de l'antenne monopole et du dispositif du filtrage.

4.3.1.3 Conception, Simulation de l'antenne associée aux cellules SRRs

La suite logique de notre démarche méthodologique, consiste à placer la cellule SRR préalablement conçue, à proximité de la ligne d'alimentation de l'antenne monopole, et de réaliser ainsi un filtre en amont à base d'une ligne associée à un réseau symétrique de cellules SRR.

Selon notre hypothèse, un filtrage coupe bande peut être obtenu dans la bande passante de l'antenne ULB autour de la fréquence de résonance des cellules SRR.

Pour répondre à cette hypothèse, le modèle d'antenne (Figure 4.10), a été conçu en respectant principalement l'emplacement et l'orientation des cellules à proximité de la ligne afin de garantir un meilleur couplage électromagnétique en zone champ proche de la ligne d'alimentation. Nous avons choisi à l'égard des modèles du chapitre précédent, un montage en deux cellules SRRs identiques et cela dont l'objectif de réaliser une symétrie du champ électrique \vec{E} du montage.

La structure de l'antenne monopole associée à deux cellules SRR est conçue et simulée sous HFSS. Les résultats des paramètres S de la figure 4.11, montrent un comportement coupe bande autour de la fréquence 6.0GHz ; ce dernier correspond bien à la fréquence de résonance de la cellule SRR, avec une bande rejetée de 600 MHz [6.0 ; 6.8] GHz. Les résultats obtenus confirment également que:

- L'emplacement et l'orientation des cellules SRR par rapport à la ligne d'alimentation ont été bien choisi, parce que les cellules sont excitées correctement à leur fréquence de résonance initiale.
- Le principe de filtrage d'une bande en avant a été vérifié par simulation, la longueur de la bande rejetée est identique à la bande interdite de la cellule SRR seule en mode d'excitation idéal, autour de la fréquence de résonance de la cellule.

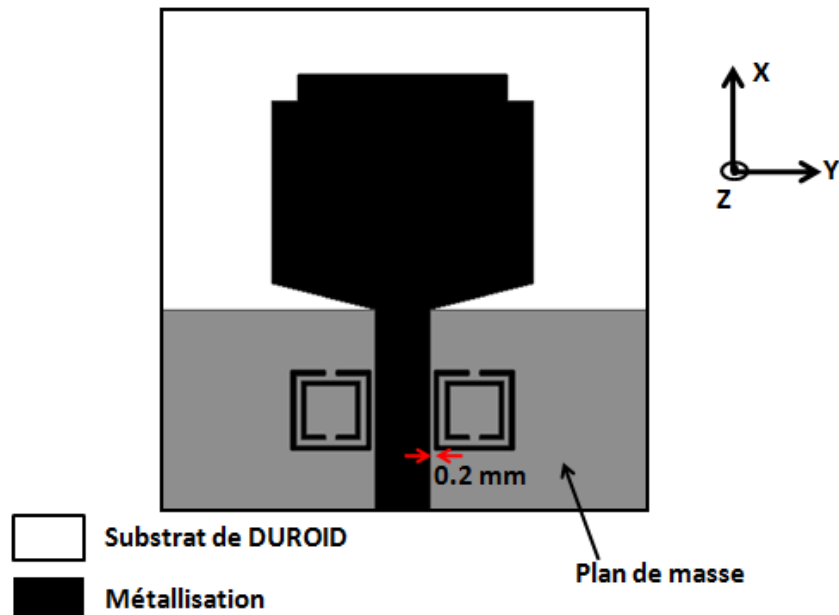


Figure 4.10 : Configuration de l'antenne monopole ULB associée à deux cellules SRR

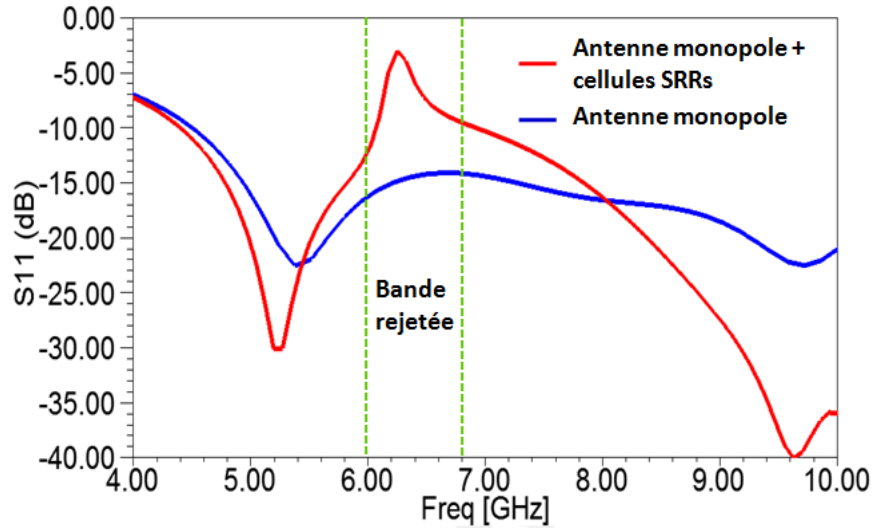


Figure 4.11. Résultats de simulation des paramètres S_{11} de l'antenne ULB associée à deux cellules SRR

Une cartographie du champ magnétique \vec{H} de l'antenne associée au dispositif du filtrage est effectuée à la fréquence de résonance de la cellule (Figure 4.12). Les résultats obtenus confirment le choix de la position et l'orientation des cellules SRR. Les cellules sont bien excitées puisque les lignes de champ \vec{H} pénètrent efficacement le ventre des cellules.

Ces résultats montrent aussi le principe du filtrage à la fréquence de résonance de la cellule expliqué par le niveau minimal du champ magnétique à l'intérieur de l'élément rayonnant comparant par le niveau du champ de l'antenne monopole seule à la même fréquence (Figure 4.9 (b)).

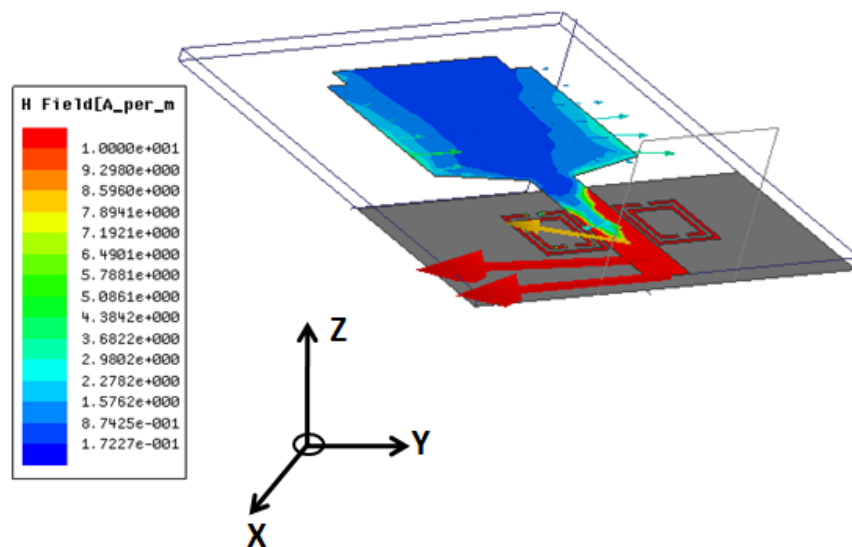


Figure 4.12. Cartographie du champ magnétique \vec{H} de l'antenne monopole associée au dispositif de filtrage à la fréquence de résonance de la cellule.

La comparaison des diagrammes de rayonnement simulés de l'antenne ainsi du dispositif (antenne+filtre) est présentée dans la figure 4.13. Les plans E et H pour les deux fréquences 5.0GHz et 7.5GHz (fréquences n'appartenant pas à la bande rejetée) sont reportés sur la même figure. L'ensemble des résultats montre une stabilité des performances de rayonnement avec un faisceau omnidirectionnel et un gain de 5dBi.

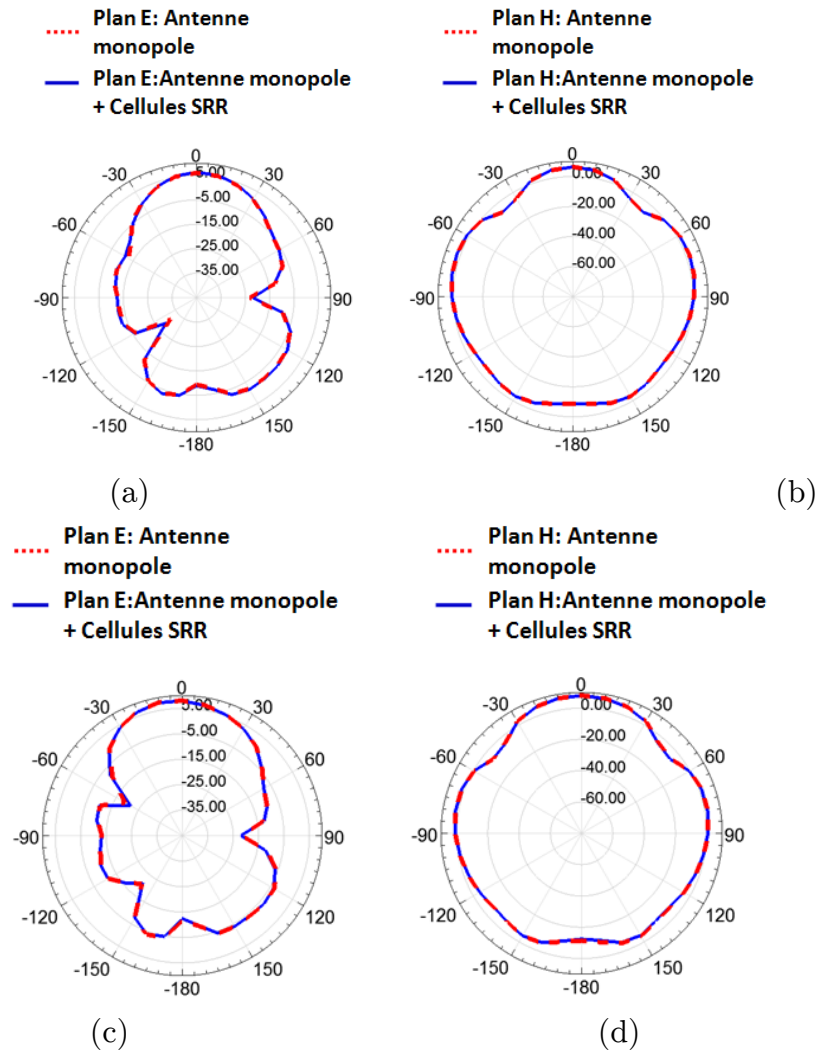


Figure 4.13. Diagrammes de rayonnements de l'antenne monopole et de l'antenne associée à deux cellules SRRs (a) Plan E ; F= 5 GHz (b) Plan H ; F= 5 GHz (c) Plan E ; F= 7.5 GHz (d) Plan H ; F= 7.5 GHz

Après la caractérisation du rayonnement en champ lointain du nouveau modèle d'antenne développée, une étude en champ proche est ensuite effectuée. Elle consiste à comparer le niveau du champ de l'antenne seule et de l'antenne associée au dispositif de filtrage à la fréquence 7.5GHz (fréquence n'appartenant pas à la bande rejetée).

Pour répondre à cette question, un plan d'observation en champ proche est placé suivant l'axe Z (Figure 4.14).

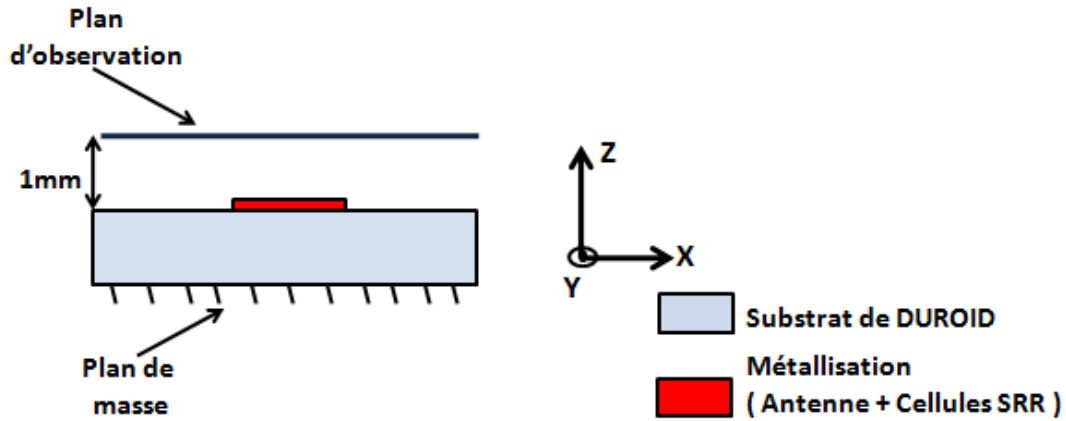


Figure 4.14 : Configuration de l'antenne monopole ULB associée à deux cellules SRR avec un plan d'observation en champ proche

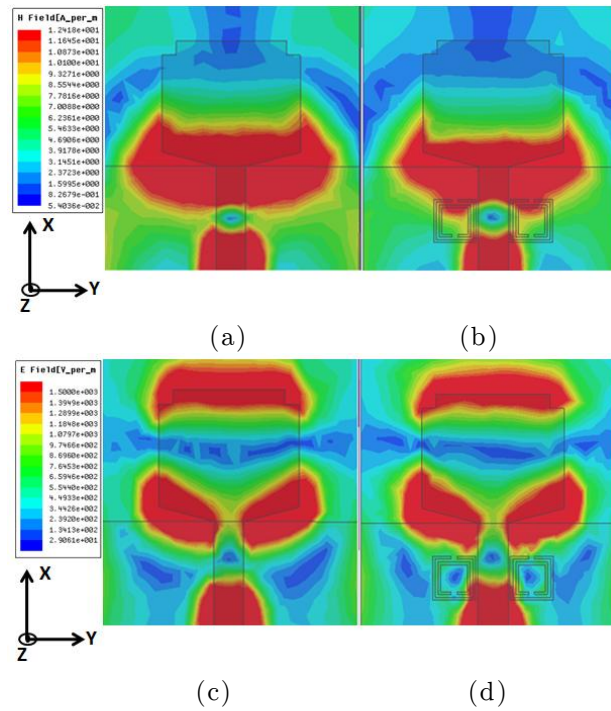


Figure 4.15. Rayonnement en champ proche à la fréquence 7.5 GHz (a) Champ \vec{H} de l'antenne seule (b) Champ \vec{H} de l'antenne associée aux cellules SRR (c) Champ \vec{E} de l'antenne seule (d) Champ \vec{E} de l'antenne associée aux cellules SRR

Les résultats obtenus à la figure 4.15 montrent que la distribution du champ électromagnétique rayonné par l'antenne associée au dispositif de filtrage est similaire à celle de l'antenne seule.

Ces résultats confortent bien les résultats obtenus en champ lointain.

Nous constatons que ce modèle d'association accroisse les performances de rayonnement en comparaison avec ceux de l'antenne seule, ce qui est s'expliqué par un découplage entre le dispositif de filtrage et le dispositif de rayonnement.

4.3.1.4 Réalisation et validation expérimentale.

Pour la validation expérimentale du modèle d'antenne de la figure 4.10, une maquette est réalisée comme le montre la figure 4.16. La caractérisation fréquentielle de l'antenne est ensuite effectuée à l'aide de l'analyseur de réseau Agilent N5230A.

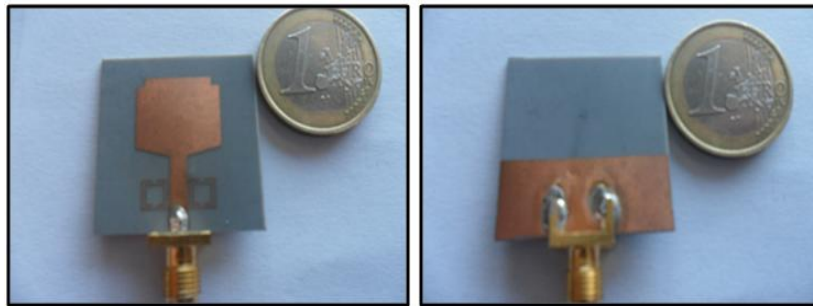


Figure 4.16. Photos de maquette de l'antenne monopole ULB associée à deux cellules SRR (a) vue de dessus (b) vue de dessous

Les résultats de mesure des paramètres S_{11} de l'antenne réalisée sont affichés sur la figure 4.17. Un décalage entre les résultats de simulation et ceux de la mesure est remarqué. Ceci est probablement dû aux incertitudes de la fabrication.

Par ailleurs, les réponses mesurées convergent avec les résultats attendus, puisque nous remarquons le comportement ultra large bande de l'antenne avec un filtrage qui apparait autour de 6.7 GHz avec 600 Mhz de bande filtrée.

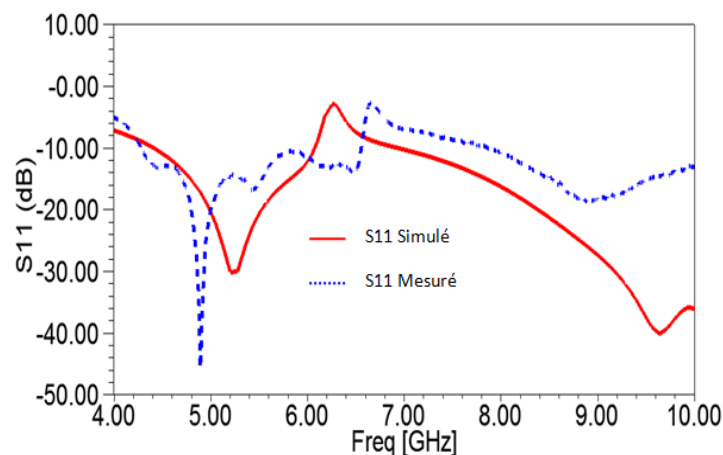


Figure 4.17. Résultats de simulation et de mesure des paramètres S_{11} de l'antenne ULB associée de deux cellules SRR

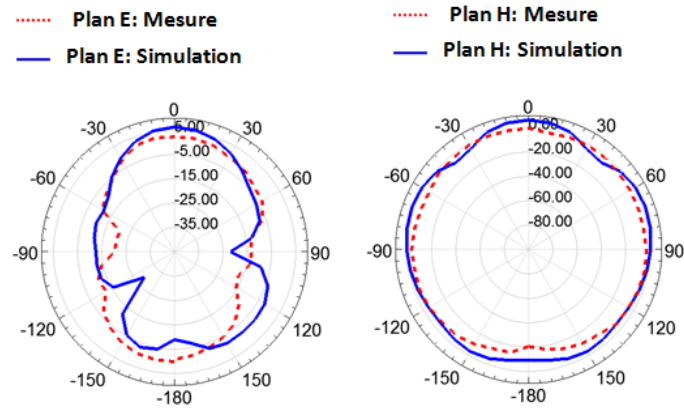


Figure 4.18. Diagrammes de rayonnement de l'antenne monopole mesurés et simulés à la fréquence 5.0 GHz dans les plans E et H

La figure 4.18 représente le diagramme de rayonnement mesuré de la maquette réalisée, selon les deux plans (E et H) à la fréquence 5.0GHz. Les résultats montrent un faisceau omnidirectionnel avec gain de 3dBi. Un accord satisfaisant entre les résultats de la simulation et de ceux de la mesure peut être observé.

La convergence des résultats obtenus aussi bien en simulation qu'en mesure expérimentale, valide le modèle basé sur une simple association d'une ligne d'alimentation et d'un couple de cellules SRR. Ce type d'antenne montre clairement une alternative très prometteuse de réalisation d'antenne à bande passante maîtrisable en fonction de la bande passante des cellules de filtrage SRR.

Ce concept d'association sera approfondi en plusieurs variantes au chapitre suivant, et ceci dans le but de réaliser un nouveau modèle d'antenne avec un comportement fréquentielle reconfigurable.

Dans la suite de ce chapitre, nous allons nous intéresser aux chargements intra et extra élément rayonnant.

4.3.2 Antenne ULB chargée par des cellules Métamatériaux dans la zone proche de l'élément rayonnant

Dans cette section, nous sommes intéressés à l'étude de l'antenne monopole ULB conçue dans la section précédente chargée par des cellules Métamatériaux dans la zone proche de l'élément rayonnant.

Pour ce faire, nous opterons sur la même démarche décrite dans la section précédente.

Nous supposons que ce type de chargement assure un filtrage en aval, tous en favorisant une compacité de l'antenne dans le cas du chargement de l'antenne par des cellules CSRR.

Les performances de rayonnement sont impérativement étudiées vu que la présence des cellules à proximité de l'élément rayonnant pourra influencer sensiblement les performances de rayonnement.

4.3.2.1 Antenne monopole ULB chargée par une cellule CSRR

Nous aborderons dans la première investigation, l'étude de l'antenne monopole ULB conçue dans la section précédente (Figure 4.1) chargée par des cellules CSRRs. Les cellules seront imprimées sur la métallisation de l'élément rayonnant, afin de réaliser un filtrage en aval de l'élément rayonnant.

Selon notre démarche, nous allons commencer tout d'abord par la conception d'une cellule CSRR à une fréquence de travail f_t . Par la suite, une étude sur le positionnement de la cellule CSRR sera effectuée, avant d'envisager la quantification des performances du couplage filtre + antenne.

Pour illustrer les différentes étapes de notre étude, nous utilisons la cellule CSRR résonante à la fréquence 6.0 GHz conçue dans la section 2.3.2 du chapitre 2.

L'étape suivante de notre étude consiste à déterminer la position optimale de la cellule CSRR à l'intérieur de l'élément rayonnant. Etant donné que la cellule complémentaire (CSRR) doit présenter une polarisation inversée par rapport à la cellule SRR, le champ \vec{E} doit être perpendiculaire au plan de la métallisation. Pour satisfaire ces conditions d'excitations, on a jugé utile d'effectuer une cartographie du champ électrique \vec{E} de l'antenne monopole à la fréquence de résonance de la cellule sous HFSS (Figure 4.19).

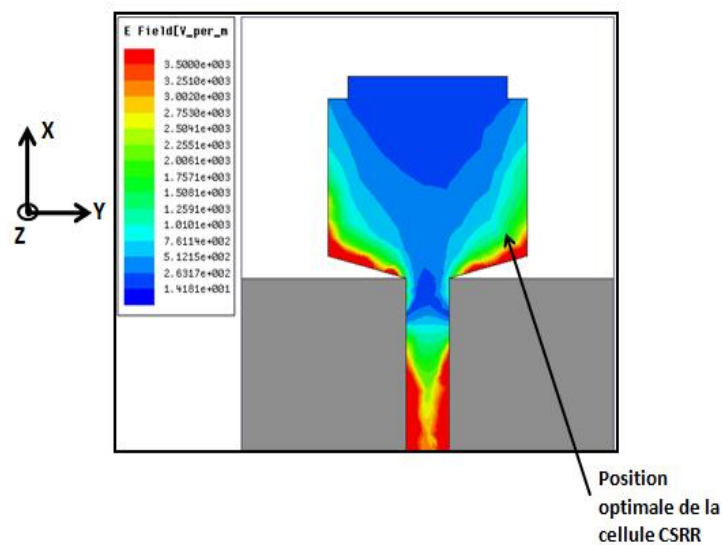


Figure 4.19. Cartographie du champ électrique \vec{E} sur la métallisation de l'antenne monopole à la fréquence 6.0GHz

Selon les résultats de la cartographie, la cellule CSRR sera imprimée sur la métallisation du patch, et précisément dans la zone où il y a une concentration du champ électrique. Le but est de satisfaire les conditions d'excitation de la cellule.

La suite logique de notre démarche méthodologique, consiste à placer la cellule CSRR préalablement conçue, à l'intérieur de l'élément rayonnant et de réaliser ainsi un filtre en aval à base de l'élément rayonnant chargée par un réseau symétrique de cellules CSRRs.

Selon notre hypothèse, un filtrage coupe bande peut être réalisé dans la bande passante de l'antenne ULB autour de la fréquence de résonance des cellules CSRRs. Pour répondre à cette hypothèse, le modèle d'antenne (Figure 4.20), a été conçu en respectant principalement l'emplacement et l'orientation des cellules à l'intérieur de l'élément rayonnant.

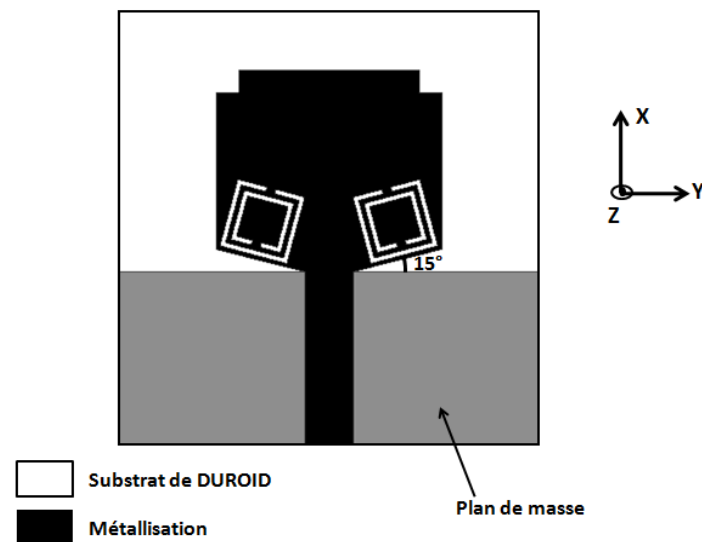


Figure 4.20 : configuration de l'antenne monopole ULB chargée par deux cellules CSRRs

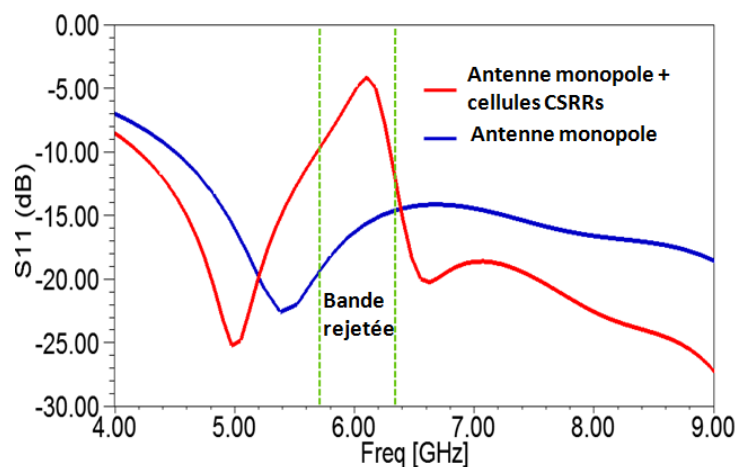


Figure 4.21. Résultats de simulation des paramètres S11 de l'antenne ULB chargée par deux cellules CSRRs

La structure de l'antenne monopole chargée par deux cellules CSRR est prédimensionnée et simulée sous HFSS. Les résultats des paramètres S de la figure 4.21, montrent un comportement coupe bande autour de la fréquence 6.0 GHz, correspondant à la fréquence de résonance de la cellule CSRR, avec une bande rejetée de 600 MHz [5.7 ; 6.3] GHz.

Ces résultats montrent aussi que l'emplacement et l'orientation des cellules CSRR par rapport à l'élément rayonnant ont été bien choisis. La largeur de la bande rejetée est identique à la bande interdite de la cellule CSRR seule en mode d'excitation optimal, autour de la fréquence de résonance de la cellule.

Une cartographie du champ électrique de l'antenne associée aux cellules CSRR est effectuée à la fréquence de résonance de la cellule (Figure 4.22). Les résultats obtenus confirment le choix de la position et l'orientation des cellules CSRR. Les cellules sont bien excitées puisque les lignes de champ \vec{E} pénètrent efficacement la zone souhaitée des cellules.

Le principe de filtrage d'une bande en aval est ainsi vérifié par simulation.

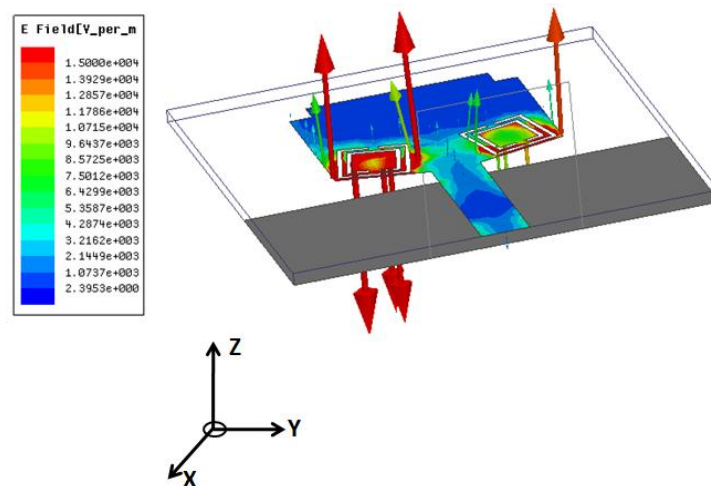


Figure 4.22. Cartographie du champ électrique \vec{E} de l'antenne monopole chargée par des cellules CSRR à la fréquence de résonance de cellules

La comparaison des diagrammes de rayonnement simulés de l'antenne seule et du dispositif (antenne+filtre) est présentée à la figure 4.23. Les plans E et H pour les deux fréquences 5.0GHz et 7.5GHz (fréquences n'appartenant pas à la bande rejetée) sont reportés sur la même figure. L'ensemble des résultats montre une stabilité des performances de rayonnement avec un faisceau omnidirectionnel.

On peut observer un écart entre les diagrammes de l'antenne monopole, et ceux du dispositif «antenne+filtre». La légère diminution du gain de l'antenne chargée à 5.0GHz est due à la nouvelle distribution des courants sur l'élément rayonnant. Elle peut s'apparenter à une réduction de la surface équivalente de rayonnement. Elle est nettement moins importante à la fréquence 7.5 GHz.

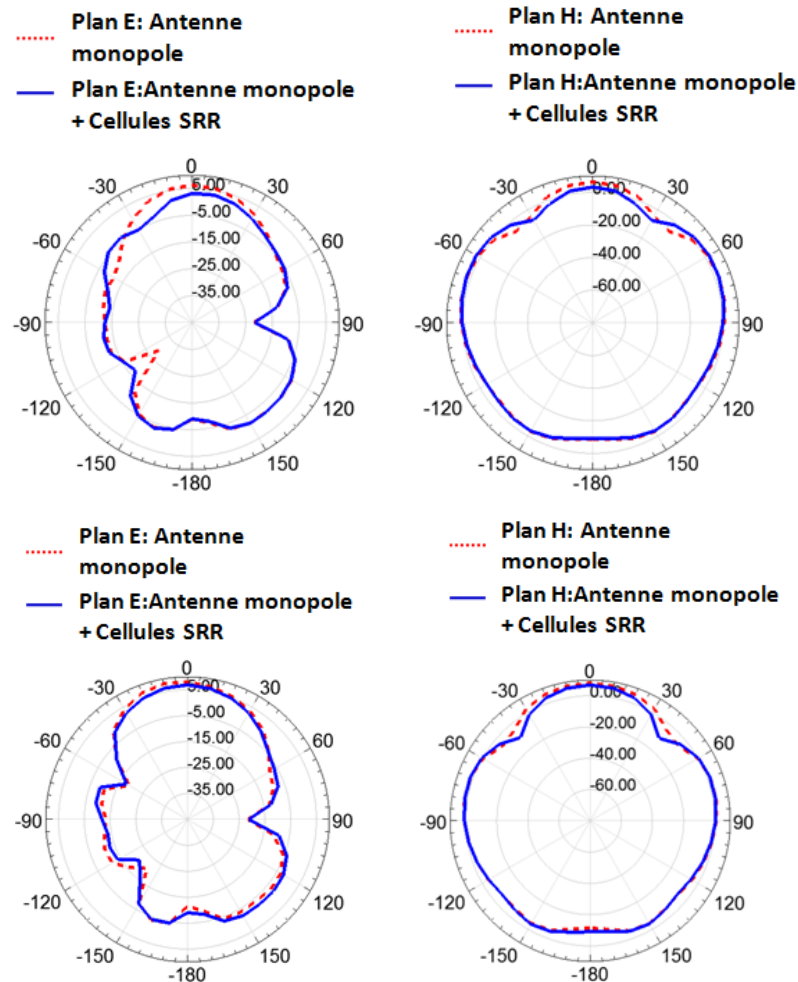


Figure 4.23. Diagrammes de rayonnements de l'antenne monopole seule et de l'antenne chargée par les deux cellules SRRs (a) Plan E ; $F= 5.0$ GHz (b) Plan H ; $F= 5.0$ GHz (c) Plan E ; $F= 7.5$ GHz (d) Plan H ; $F= 7.5$ GHz

Après l'étude du rayonnement en champ lointain du nouveau modèle d'antenne développé, une étude en champ proche est ensuite effectuée. Elle consiste à comparer le niveau du champ rayonné de l'antenne seule et de l'antenne associée au dispositif de filtrage à la fréquence 5 GHz (fréquence en dehors de la bande rejetée).

Pour répondre à cette question, un plan d'observation en champ proche est placé suivant l'axe Z, selon les mêmes conditions précisées dans la section précédente.

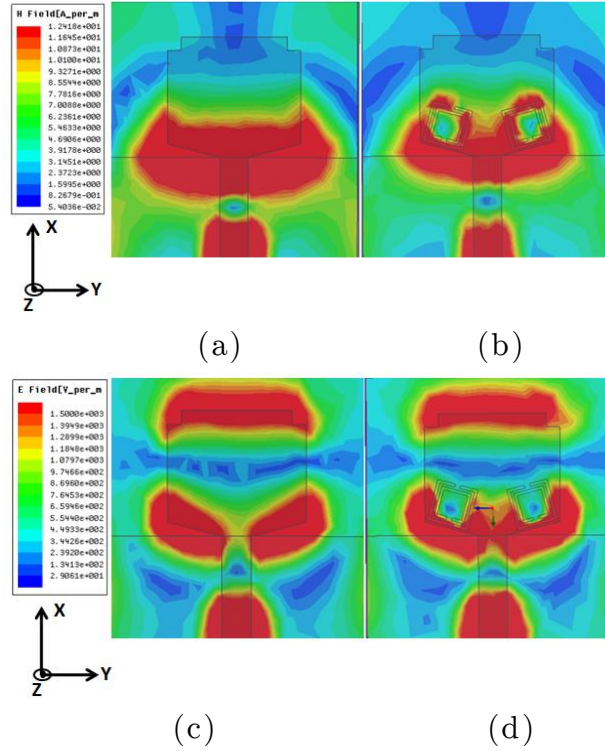


Figure 4.24. Rayonnement en champ proche à la fréquence 5 GHz (a) Champ \vec{H} de l'antenne seule (b) Champ \vec{H} de l'antenne chargée par des cellules CSRR (c) Champ \vec{E} de l'antenne seule (d) Champ \vec{E} de l'antenne chargée par des cellules CSRR

Les résultats obtenus (Figure 4.24) montrent que le niveau du champ électromagnétique rayonné par l'antenne chargée par les cellules CSRR est moins dense dans la zone où se situent les deux cellules CSRR, comparant à l'antenne seule. Cette évolution de la distribution peut confirmer la baisse du gain de l'antenne associée aux cellules CSRR obtenue en champ lointain.

4.3.2.2 Antenne monopole ULB chargée par une cellule SRR

Dans cette section, nous sommes intéressés à l'étude de l'antenne monopole ULB conçue dans la section précédente (Figure 4.1) chargée par des cellules SRRs. Les cellules seront imprimées au bord de l'élément rayonnant. L'objectif est de réaliser un filtrage en aval de l'élément rayonnant.

Pour illustrer la démarche décrite dans la section précédente, nous utilisons la cellule SRR déjà conçue dans la section 4.3.2.

L'étape suivante de notre étude consiste à déterminer la position optimale de la cellule SRR par rapport à l'élément rayonnant. Pour cela, une cartographie du champ magnétique \vec{H} de l'antenne monopole à la fréquence de résonance de la cellule sous

HFSS s'avère nécessaire (Figure 4.25). Le rôle principal de l'antenne sera ainsi préservé, auquel vient s'ajouter celui de la source d'excitation des cellules SRR.

Selon les résultats de la cartographie, la cellule SRR sera située à proximité du bord de l'élément rayonnant. Ceci correspond à la zone où il y a une concentration du champ magnétique. Le but est que les lignes de champ magnétique pénètrent efficacement le ventre de la cellule SRR pour exacerber sa résonance.

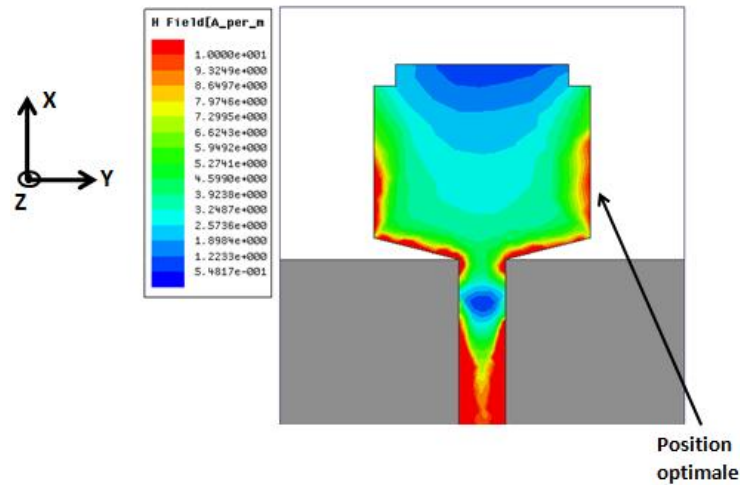


Figure 4.25. Cartographie du champ magnétique \vec{H} sur la métallisation de l'antenne monopole à la fréquence 6.0 GHz

L'étape suivante de notre démarche, consiste à placer la cellule SRR, à proximité de l'élément rayonnant, et ceci dans le but de réaliser ainsi un filtre en aval.

Pour cela, le modèle d'antenne de la figure 4.26, a été conçu en respectant principalement l'emplacement et l'orientation des cellules à proximité de l'élément rayonnant.

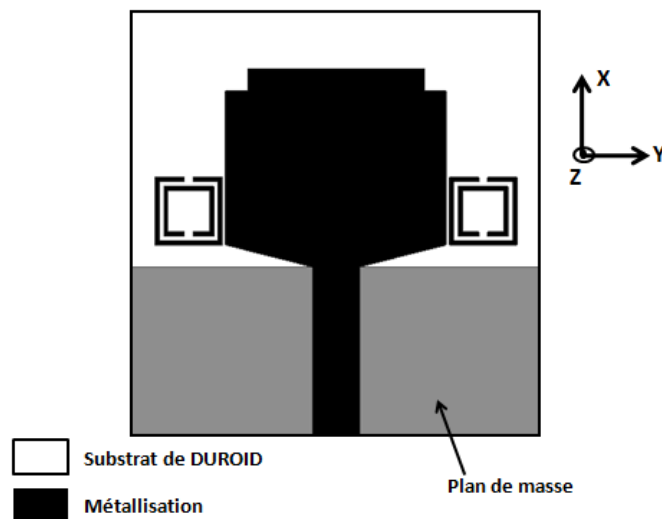


Figure 4.26 : configuration de l'antenne monopole ULB chargée par des cellules SRR

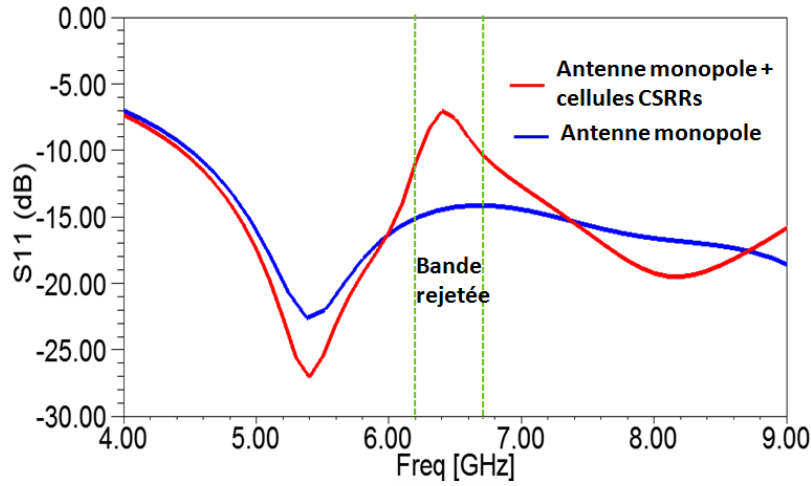


Figure 4.27 Résultats de simulation des paramètres S11 de l'antenne ULB chargée par des cellules SRR

La structure de l'antenne monopole chargée par deux cellules SRR est simulée et optimisée sous HFSS. Les résultats des paramètres S (Figure 4.27), montrent un comportement coupe bande autour de la fréquence 6.0 GHz, correspondant à la fréquence de résonance de la cellule SRR, avec une bande rejetée de 500 MHz [6.2 ; 6.7] GHz.

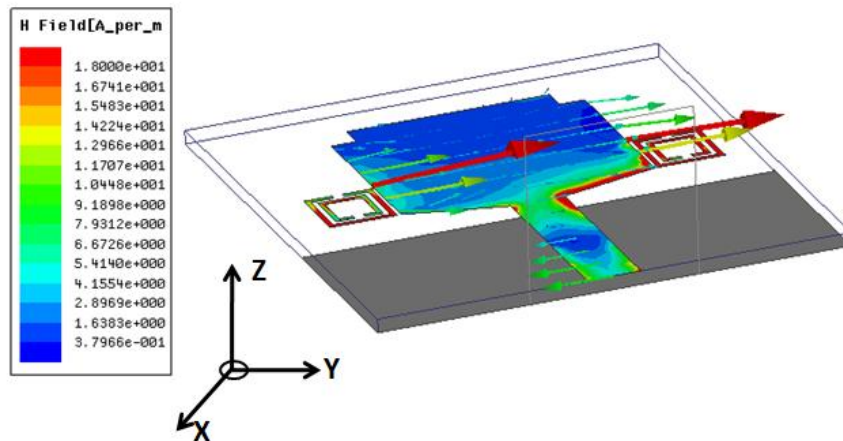


Figure 4.28 Cartographie du champ magnétique \vec{H} de l'antenne monopole associée aux cellules SRR à la fréquence de résonance de la cellule

Une cartographie du champ \vec{H} de l'antenne associée aux cellules SRR est effectuée à la fréquence de résonance de la cellule (Figure 4.28). Les résultats obtenus confirment le choix de la position et l'orientation des cellules SRR.

Ces résultats confirment l'importance de l'emplacement et l'orientation des cellules SRR par rapport à l'élément rayonnant, ce qui garantie une excitation optimale à la fréquence de résonance de la cellule. De plus, la largeur de la bande

rejetée est identique à la bande interdite de la cellule SRR seule. Le principe de filtrage d'une bande en aval est ainsi vérifié et peut être étendu à des cas plus complexes.

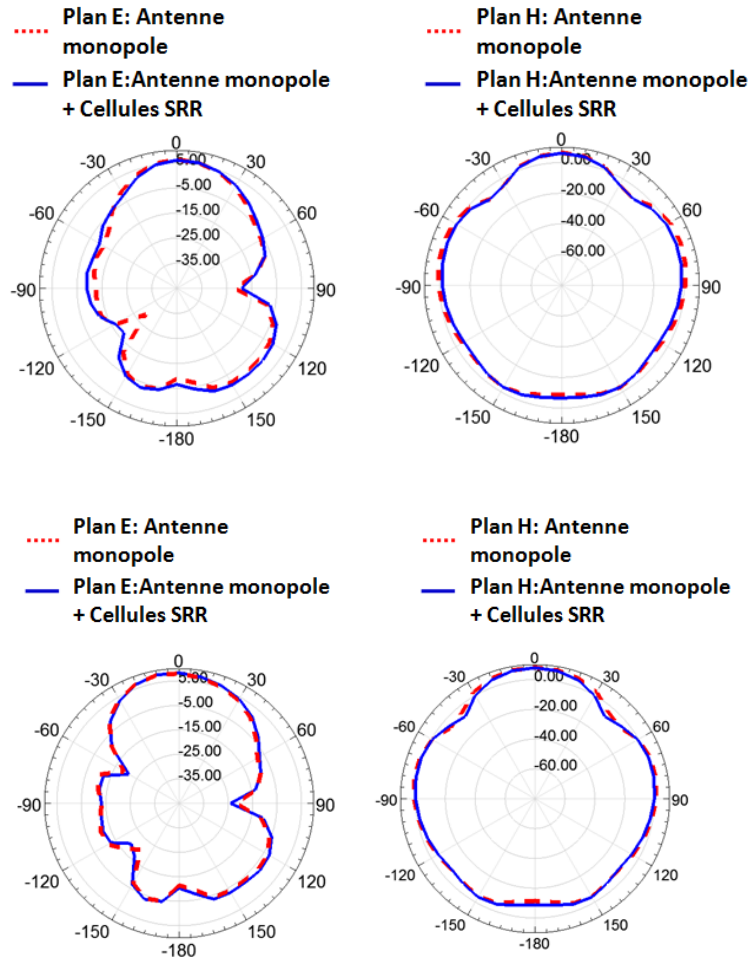


Figure 4.29. Diagrammes de rayonnements de l'antenne monopole et de l'antenne associée à deux cellules SRRs (a) Plan E ; $F = 5.5$ GHz (b) Plan H ; $F = 5.5$ GHz (c) Plan E ; $F = 7.5$ GHz (d) Plan H ; $F = 7.5$ GHz

La comparaison des diagrammes de rayonnement simulés de l'antenne ainsi que du dispositif (antenne+filtre) est donnée à la figure 4.29. Les plans E et H pour les deux fréquences 5.0GHz et 7.5GHz (fréquences en dehors de la bande rejetée) sont reportés sur la même figure. On peut observer une stabilité des performances de rayonnement : faisceau omnidirectionnel et un gain de 5dBi.

Les résultats montrent aussi un écart entre les diagrammes de l'antenne monopole et ceux du dispositif « antenne+filtre ». Cet écart reste du même niveau qu'un élément parasite [82].

Pour consolider ces conclusions, une étude en champ proche est ensuite effectuée. Elle consiste à comparer le niveau du champ rayonné de l'antenne seule et de l'antenne associée au dispositif de filtrage à la fréquence 5 GHz (fréquence en dehors de la bande rejetée).

Pour répondre à cette question, un plan d'observation en champ proche est placé suivant l'axe Z, selon les mêmes conditions précisées dans la section précédente.

Les résultats obtenus (Figure 4.30) montrent que le niveau du champ électromagnétique rayonné par l'antenne chargée par les cellules SRR est moins dense dans la zone où se situent les deux cellules, comparant à l'antenne seule. Cette dégradation peut confirmer l'écart observé au niveau des diagrammes de rayonnement de l'antenne associée aux cellules SRR.

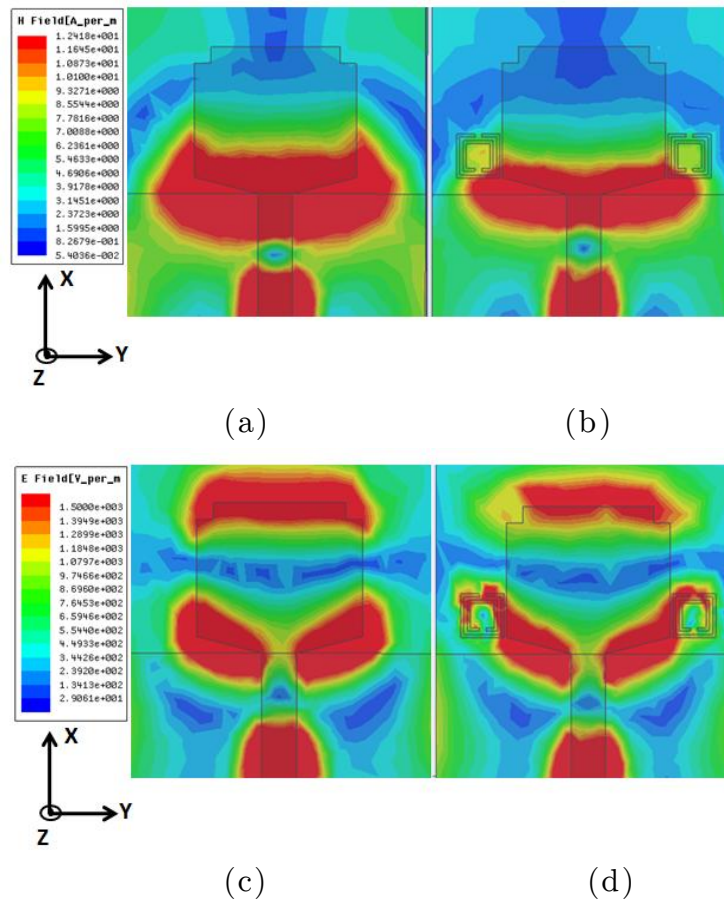


Figure 4.30. Rayonnement en champ proche à la fréquence 7.5 GHz (a) Champ \vec{H} de l'antenne seule (b) Champ \vec{H} de l'antenne chargée par des cellules SRR (c) Champ \vec{E} de l'antenne seule (d) Champ \vec{E} de l'antenne chargée par des cellules CSRR

Le tableau 4.2 présente un récapitulatif des critères de comparaison des différents types d'association de l'antenne monopole et des cellules Métamatériaux.

Critère de Comparaison	Type d'Association	Antenne Associée à des cellules SRRs	Antenne chargée par des cellules CSRRs	Antenne chargée par des cellules SRRs
Compacité		Faible	Bon	Moyen
Découplage entre la ligne d'excitation et l'antenne		Bon	Faible	Moyen
Stabilité des performances de rayonnement		Bon	Moyen	Moyen
Niveau de rejection NR (dB)		-2	-5	-7
Flexibilité de positionnement des cellules		Bonne	Faible	Moyenne

4.2 Critères de comparaison des différents types d'association de l'antenne monopole et des cellules Métamatériaux

- NR (dB) : Niveau de S11 de l'antenne associée aux cellules à leur fréquence de résonance.

4.4 Conclusion

Dans ce chapitre, deux types d'association d'antenne monopole ULB à des résonateurs Métamatériaux de type SRR et CSRR ont été étudiés.

Nous avons proposé une structure d'antenne monopole carré imprimée sur un substrat diélectrique avec un plan de masse réduit. L'antenne retenue a été conçue, réalisée et analysée. Les résultats de simulations, validés par la mesure ont confirmé

l'obtention d'une bande passante entre 4.5 et 10 GHz avec un diagramme de rayonnement omnidirectionnel et un gain de 5 dBi.

Dans la deuxième partie, nous avons présenté le premier type d'association basé sur une antenne monopole et des cellules SRRs imprimées à proximité de la ligne d'alimentation de l'antenne. Les résultats de simulation et de mesure ont montré l'obtention d'un filtrage en avant d'une bande autour de la fréquence de résonance de la cellule, les résultats ont montré aussi une stabilité des performances de rayonnement avec un faisceau omnidirectionnel, et un accord entre les performances de rayonnement de l'antenne monopole, et du dispositif (antenne+filtre) expliqué par un découplage entre le dispositif de filtrage et le dispositif de rayonnement.

Dans la dernière partie, l'étude d'une antenne monopole chargée par des cellules Métamatériaux dans la zone proche de l'élément rayonnant a été proposée. Elle a été effectuée selon deux orientations différentes : un chargement intra-élément rayonnant où les cellules CSRR sont imprimées directement sur la métallisation de l'élément rayonnant, et un chargement extra-élément rayonnant où les cellules SRR sont imprimées à proximité de l'élément rayonnant. Les résultats de simulation pour les deux structures ont montré l'obtention d'un filtrage en aval d'une bande autour de la fréquence de résonance de la cellule. Les performances de rayonnement avec un faisceau omnidirectionnel. L'écart entre les diagrammes de rayonnement ainsi qu'une baisse du gain par rapport à l'antenne seule ont été observés. Le chargement des cellules à l'intérieur et à l'extérieur de l'élément de rayonnement conduit à une modification de la distribution des courants, d'où l'importance de la phase d'analyse de la cartographie des champs préalable au chargement.

Le modèle d'antenne basée sur le monopole associée aux cellules SRR imprimée à proximité de la ligne d'alimentation est retenu pour développer des systèmes antennaires reconfigurables au chapitre suivant, vu les avantages qu'il offre en terme de découplage entre l'élément rayonnant et le dispositif de filtrage, ainsi que la flexibilité de positionner plusieurs cellules résonantes à différentes fréquences sur la longueur de la ligne d'alimentation.

Chapitre 5 :

Systèmes antennaires reconfigurables pour la Radio Cognitive

Sommaire

5. SYSTEME ANTENNAIRE RECONFIGURABLE POUR DE LA RADIO COGNITIVE.....	138
5.1 Introduction.....	139
5.2 Technologie Radio Cognitive.....	141
5.3 Système antenne 1 : Antenne ULB à multi-bande rejetée reconfigurable...	141
5.3.1 Antenne ULB associée à un système de filtrage en amont à deux bandes rejetées.....	141
5.3.2 Antenne ULB associée à un système de filtrage en amont à deux bandes rejetées commutables.....	145
5.3.3 Antenne ULB associée à un système de filtrage en amont à bande rejetée Reconfigurable.....	149
5.4 Etude de faisabilité d'un système antenne pour le besoin de la Radio Cognitive.....	151
5.4.1 Antenne ULB associée à un système de filtrage en amont à trois bandes rejetées.....	152
5.4.2 Conception d'une antenne reconfigurable en bande passante.....	155
5.4.2.1 Antenne à commutation de bandes.....	155
5.4.2.2 Antenne à bande passante reconfigurable.....	159
5.5 Conclusion.....	163

5.1 Introduction

Dans le chapitre précédent, nous avons réalisé plusieurs associations d'antennes et de circuits à base de cellules Métamatériaux.

Parmi les modèles développés, le modèle de l'antenne ULB associée à des cellules SRR imprimée à proximité de la ligne d'alimentation, semble très prometteur pour envisager une étude de faisabilité des systèmes antennaires intelligents, notamment les systèmes à multi contraintes fréquentielles utilisés dans la technologie radio cognitive. Ce modèle offre à la fois un bon découplage entre l'élément rayonnant et le dispositif de filtrage et une flexibilité pour positionner plusieurs cellules résonantes à différentes fréquences.

Deux systèmes antennaires à base de ce modèle d'antenne seront développés et sont décrites dans le présent chapitre.

Tout d'abord, une brève introduction de la technologie radio cognitive est présentée. Elle sera axée sur les besoins technologiques en termes de nouveaux systèmes antennaires intelligents.

La deuxième partie de ce chapitre, consiste à développer le premier système antennaire basé sur une antenne monopole ULB associée à deux couples de SRR agiles résonnants à deux fréquences différentes. L'objectif visé est la réalisation d'une antenne ultra large bande avec des bandes de fréquences filtrées reconfigurables et maîtrisables.

La troisième partie est consacrée à l'étude de la faisabilité d'un nouveau système antennaire tentant de répondre aux contraintes de la technologie radio cognitive, notamment la flexibilité de passage du mode Ultra Large Bande au mode mono canal en passant par le mode mono bande avec une bande passante souhaitée et reconfigurable.

5.2 Technologie Radio Cognitive

Par définition, la radio cognitive (RC) est la radio qui adapte les propriétés de transmission en fonction de la variation des paramètres de l'environnement électromagnétique. Ce concept est en cours de déploiement dans le but de soulager les réseaux sans fil qui souffrent actuellement des problèmes de saturation de la bande de fréquences autorisée.

La FCC (Federal Communications Commission) [93] a publié un rapport qui stipule que le spectre radio fréquence est inoccupé à 90%. Le même rapport recommande à la communauté des scientifiques et des ingénieurs radio de proposer des solutions et des stratégies d'exploitation optimales du spectre, d'où la naissance de la notion des réseaux radio cognitive.

Le premier travail de recherche qui a traité le concept RC [94-97], a proposé la distinction entre deux types d'utilisateurs, l'utilisateur primaire du spectre et l'utilisateur secondaire qui utilise le même spectre quand il est inoccupé. Le concept RC incite la dérégulation du spectre radio fréquence. Chaque équipement radio peut alors se caler sur la bande de fréquence inoccupée.

Une discussion sur les recommandations de conception d'antennes pour le réseau RC est détaillée dans [98-99]. Les auteurs ont aussi proposé quelques modèles de conception d'antennes pour les mobiles du réseau RC. L'un de ces modèles, repose sur l'utilisation de deux types d'antennes. La première jouant le rôle du capteur, doit posséder une large bande passante afin de sonder la disponibilité des bandes, sous bandes ou canaux. La deuxième antenne qualifiée d'antenne de communication, doit être reconfigurable en fréquence pour transmettre les données sur la fréquence disponible. Selon cette approche quelques travaux dans la littérature ont proposé la conception d'antennes capteurs à large bande ou bien des antennes reconfigurables en fréquence. Cependant, il n'existe pas encore de schéma conventionnel de conception de ce type d'antennes.

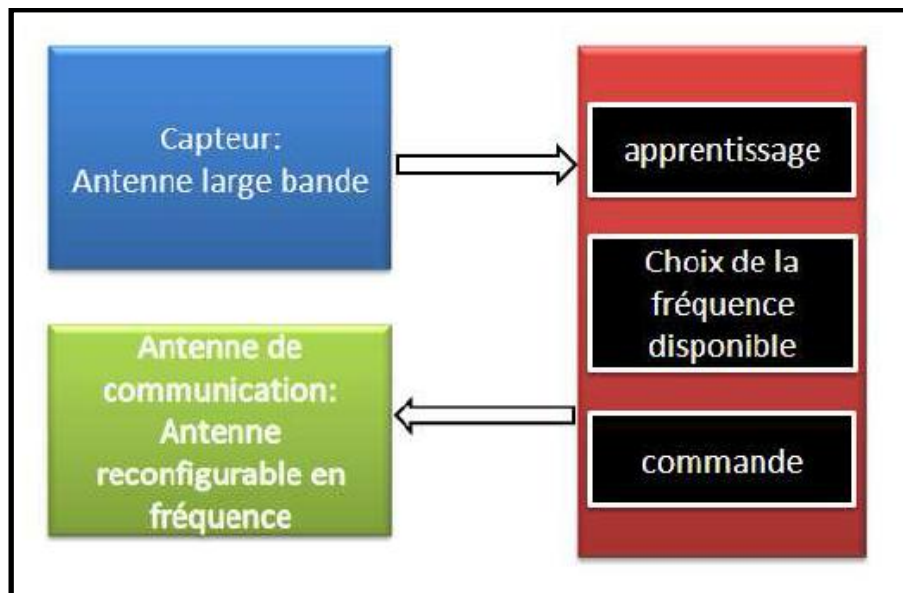


Figure 5.1. Schéma synoptique du modèle d'antenne RC [98]

De ce principe, il est clair que le système antennaire de la technologie RC est un système à multi contraintes fréquentielles, puisque le même système doit être utilisé pour sonder le spectre d'où la nécessité d'un capteur (antenne) ultra large bande. Ce même système antennaire doit avoir la capacité de passer du mode capteur au

mode communication moyennant une maîtrise de la fréquence de résonance et de la largeur de bande passante autour de cette fréquence.

Dans ce chapitre deux systèmes antennaires intelligents sont développés pour répondre aux besoins de la radio cognitive. Le premier système a comme objectif la réalisation d'une antenne ultra large bande avec des bandes filtrées reconfigurables autour de fréquences de coupure agiles.

Le deuxième système vise à répondre aux exigences des systèmes antennaires utilisés dans la technologie radio cognitive, notamment la flexibilité de passage du mode Ultra Large Bande au mode mono canal tout en passant par le mode mono bande avec une largeur de bande passante reconfigurable autour d'une fréquence centrale agile.

5.3 Système antenne 1 : Antenne ULB à multi-bande rejetée reconfigurable

Dans cette section, nous sommes intéressés à l'étude d'un système antenne basé sur l'association de l'antenne monopole ULB (conçue dans la section 4.2 du chapitre précédent) à un filtre en amont basé sur une association d'une multitude de couples de cellules SRRs agiles. L'objectif est d'exploiter le nouveau modèle d'antenne optimisé dans le chapitre précédent afin de réaliser un filtrage multi-bande reconfigurable en amont dans la bande passante de l'antenne, les étages de filtres exploiteront le comportement coupe bande des différentes cellules SRR.

L'étude est effectuée selon deux investigations différentes. La première investigation consiste à étudier deux couples de cellule SRR chargés par des interrupteurs placés aux bornes du gap gf de l'anneau externe des cellules. La deuxième investigation quant à elle, consiste à charger le même le gap des cellules par des impédances capacitatives variables.

5.3.1 Antenne ULB associée à un système de filtrage en amont à deux bandes rejetées

Pour illustrer les étapes de notre étude, deux couples de cellules résonnantes à des fréquences différentes sont conçus. Afin de réaliser deux étages de filtrage chaque couple de cellules est conçu pour résonner à une fréquence différente. Pour notre cas nous avons choisi un filtrage autour des fréquences 6.0 GHz et 8.0 GHz.

A cet effet les paramètres géométriques optimisés des deux cellules SRR sont présentés dans le tableau 5. 1.

	Fréquence de résonance	Taille du substrat	Largeur de gap entre les anneaux (ga)	Largeur de la fente (gf)	La largeur de la ligne microruban (w)
Cellule 1	6GHz	4.6mm	0.3mm	0.6 mm	0.3 mm
Cellule 2	8GHz	3.8mm	0.3mm	0.6 mm	0.3 mm

Tableau 5-1 Paramètres géométriques des deux cellules SRR

L'étape suivante de notre étude consiste à réaliser un filtre à deux bandes rejetées autour des fréquences 6.0 GHz et 8.0 GHz, conformément au modèle développé dans le chapitre précédent. Il est important d'étudier tout d'abord les positions optimales des cellules SRR par rapport à la ligne d'alimentation du filtre. Ces dernières étant des cellules MNG prédominées par le champ magnétique, on a jugé utile d'effectuer une cartographie du champ magnétique de la ligne d'alimentation seule à la fréquence de résonance de chaque cellule. La ligne ayant une impédance $Z_0 = 50 \Omega$. Par ailleurs, l'impédance de la charge n'est dans ce cas que l'impédance caractéristique de l'antenne monopole extraite par la méthode de-embedding sous HFSS. La cartographie du champ \vec{H} à la fréquence 8.0 GHz est représentée sur la figure 5.2.

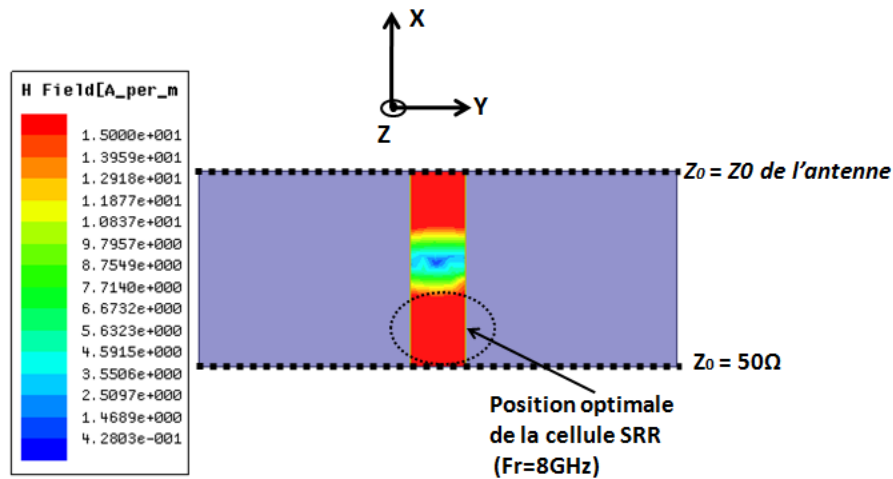


Figure 5.2. Cartographie du champ magnétique \vec{H} de la ligne micro-ruban à la fréquence 8.0 GHz

Selon les résultats de la cartographie (Figure 5.2), la cellule SRR résonante à 8.0 GHz doit être située suivant l'axe X dans la zone où il y a une forte concentration du champ \vec{H} . Suivant l'axe Y la cellule doit être située à proximité de la ligne

d'alimentation pour maximiser le couplage magnétique (étude effectuée dans la section 3.2.1 du chapitre 3). Le but recherché est que le flux magnétique généré par le courant circulant dans la ligne d'alimentation doit pénétrer efficacement le ventre de la cellule SRR pour exacerber sa résonance.

La suite logique de notre étude, consiste à placer les deux cellules préalablement conçues, à proximité de la ligne d'alimentation de l'antenne monopole, et de réaliser ainsi un filtre en amant à base d'une ligne associée à un réseau symétrique de deux couples de cellules SRR. Chaque couple est optimisé pour apporter un étage de filtrage coupe bande autour de sa fréquence de résonance.

Selon notre hypothèse, un filtrage multi-coupe bande peut être réalisé dans la bande passante de l'antenne ULB autour des fréquences de résonance de chaque couple de cellules SRR.

Pour répondre à cette hypothèse, le modèle d'antenne (Figure 5.3), a été conçu en respectant principalement l'emplacement et l'orientation des deux cellules afin de garantir un meilleur couplage électromagnétique en zone champ proche de la ligne d'excitation, tout en optimisant les distances d_1 , d_2 et d_3 qui sont respectivement :

- ✓ d_1 : la distance séparant les deux couples de cellules SRR.
- ✓ d_2 : la distance entre un couple de cellules et le port d'excitation
- ✓ d_3 : la distance entre un couple de cellules et l'élément rayonnant.

Le processus d'optimisation des paramètres géométriques susmentionnés vise à satisfaire les conditions suivantes :

- Eviter la création d'un mode de couplage résultant des résonances de chaque couple SRR.
- Eviter d'augmenter les contraintes de réalisation mécanique et technologique (contraintes de fixation du connecteur).
- Eviter le positionnement d'un couple de cellules dans les zones de discontinuités de métallisation aussi bien au niveau du plan de masse qu'au niveau de l'élément rayonnant (le positionnement en aval ne favorise pas une excitation de la cellule par un champ \vec{H} homogène d'une part, et perturbe les performances de rayonnement de l'antenne, d'autre part).

Pour notre cas, les distances optimisées d_1 , d_2 , d_3 sont respectivement de 0.9mm, 0.9mm et 1.3mm.

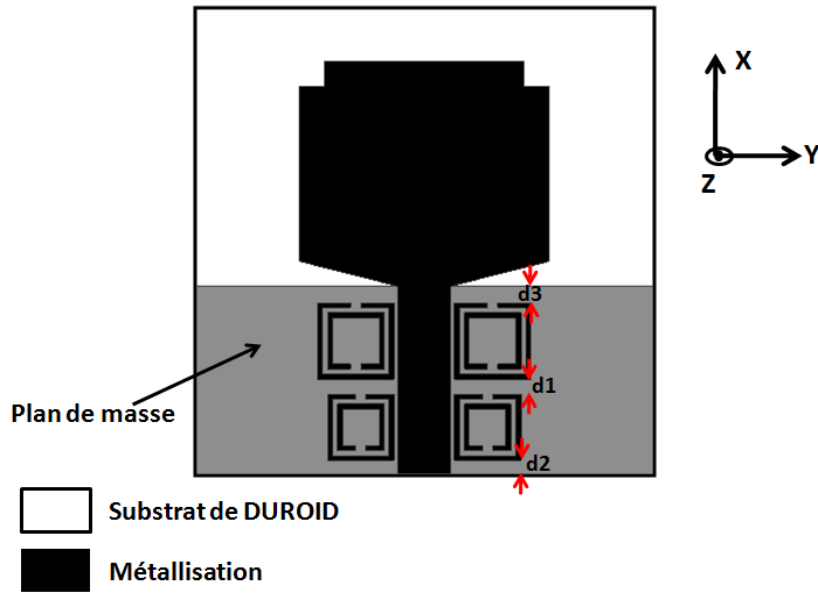


Figure 5.3 : configuration de l'antenne ULB associée à un système de filtrage en amont à deux bandes rejetées

Ce modèle d'antenne a été conçu sous HFSS (Figure 5.3), Les résultats de simulation des paramètres S (Figure 5.4), montrent un comportement coupe bande autour des fréquences de résonance des deux cellules SRR, ce qui a donné apparition à deux bandes rejetées, la première bande autour de la fréquence 6.2GHz avec une bande rejetée de 800 MHz [6.0 ; 6.8] GHz, et la deuxième autour de la fréquence 8.0GHz avec une bande rejetée de 800MHz [7.5 ; 8.3] GHz.

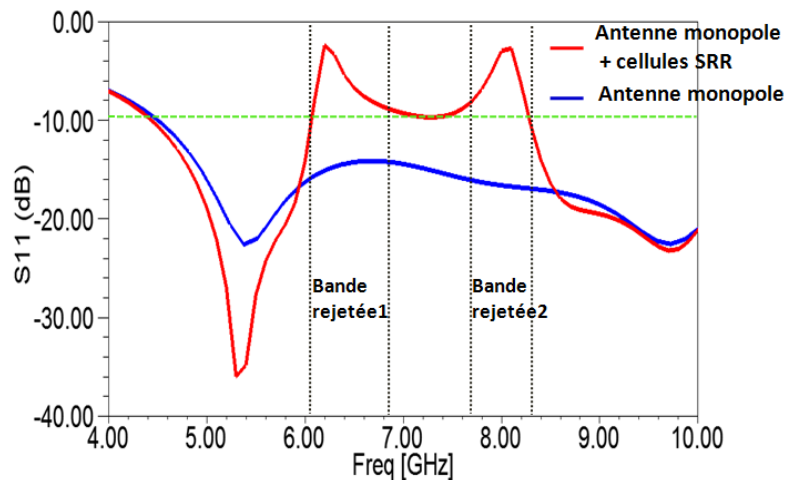


Figure 5.4. Résultats de simulation des paramètres S11 de l'antenne ULB associée à un système de filtrage en amont à deux bandes rejetées

Ces résultats confirment bien l'obtention de deux étages de filtrage en amant, chacun étant autour de la fréquence de résonance du couple de cellule SRR. Ce même résultat montre que notre modèle d'antenne pourra être utilisée dans les systèmes de communication ULB à contraintes de filtrage de bandes.

La comparaison des diagrammes de rayonnement simulés de l'antenne ainsi du dispositif (antenne+filtre) est présentée à la figure 5.5. Les plans E et H pour la fréquence 5.0 GHz (fréquence n'appartenant pas à la bande rejetée) sont reportés sur la même figure. L'ensemble des résultats montre une stabilité des performances de rayonnement avec un faisceau omnidirectionnel et un gain de 5dBi.

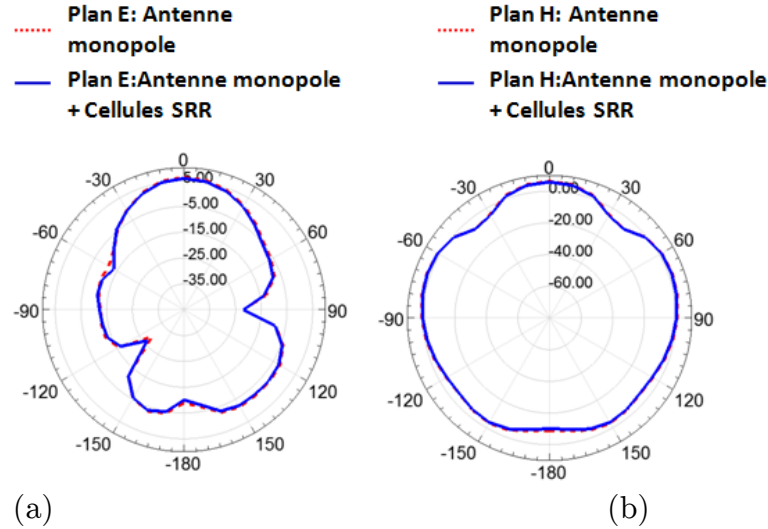


Figure 5.5. Diagrammes de rayonnement de l'antenne ULB et de l'antenne associée à un système de filtrage en amont à deux bandes rejetées à la fréquence 5.0 GHz (a) Plan E (b) Plan H

5.3.2 Antenne ULB associée à un système de filtrage en amont à deux bandes rejetées commutables

Dans cette partie, nous sommes intéressés à reprendre le modèle développé dans la section précédente et d'y ajouter un système de commutation pour pouvoir sélectionner la bande désirée pour le filtrage. Pour ce faire, les cellules SRR sont chargées par des interrupteurs RF placés aux bornes du gap gf de l'anneau externe. L'interrupteur fonctionne selon deux modes: circuit ouvert ou court-circuit. Sous HFSS, l'interrupteur sera modélisé par une impédance localisée Z_c (*Lumped RLC*).

Pour le premier mode, Z_c prendra une valeur résistive importante ; tandis que pour réaliser un circuit fermé, second mode, Z_c correspondra à une faible résistance.

Selon notre hypothèse et suite à l'étude paramétrique réalisée dans le (chapitre 2), lorsque l'interrupteur est en mode court circuit, les cellules en question ne devront pas présenter un comportement résonnant et par conséquent aucun phénomène de filtrage ne devrait se présenter. En revanche, lorsque l'interrupteur est en mode circuit ouvert, les cellules raisonnent et par conséquent un phénomène de filtrage coupe bande autour de leurs fréquences de résonances est réalisé.

Pour répondre à cette hypothèse, nous adopterons le modèle d'association de l'antenne conçue dans la section précédente (Figure 5.3). Les deux couples des cellules SRRs sont chargés par des interrupteurs placés dans le gap gf (Figure 5.6). Pour chaque couple de cellule deux interrupteurs identiques seront utilisés. (I_1 , I'_1) pour le premier étage de filtrage et (I_2 , I'_2) pour le second.

La suite de notre étude consiste à varier le mode de fonctionnement des interrupteurs du circuit-ouvert (CO) au court-circuit (CC), quatre combinaisons ont été simulées sous HFSS, et les résultats obtenus sont illustrés sur la figure 5.7.

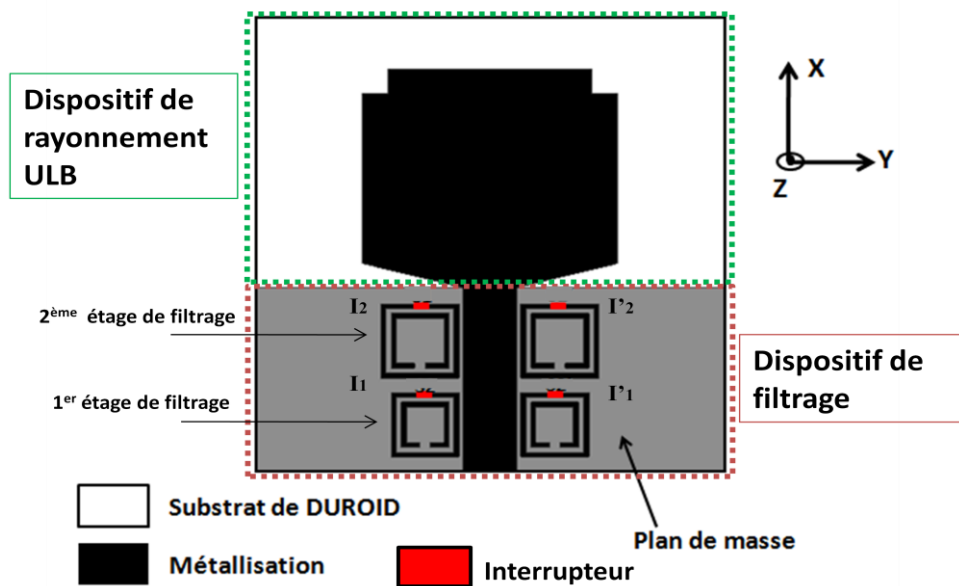


Figure 5.6 : configuration de l'antenne ULB associée à un système de filtrage en amont à deux bandes rejetées commutables

Les résultats de simulation (Figure 5.7) montrent l'obtention du comportement ULB de l'antenne monopole pour le cas où les différents interrupteurs sont en mode circuit fermé, ce qui est expliqué par la transparence de l'ensemble de cellules. Pour le cas où le couple d'interrupteurs (I_1 , I'_1) est en mode (CC) et le couple (I_2 , I'_2) est en mode (CO), les cellules du deuxième étage résonnent, et par conséquent un comportement coupe bande est obtenu autour de la fréquence 6.0 GHz avec une bande rejetée de 700MHz, tandis que les cellules du premier étage sont transparentes.

Pour le cas où le couple d'interrupteur (I_1 , I'_1) est en mode (CO) et le couple (I_2 , I'_2) est en mode (CC), les cellules du premier étage résonnent, et par conséquent un comportement coupe bande est obtenu autour de la fréquence 8.0GHz avec une bande rejetée de 600MHz. Les cellules du deuxième étage étant transparentes, la bande passante de l'antenne ne subit, dans ce cas, aucun filtrage autour de 6.0 GHz.

Pour le cas où les couples d'interrupteurs (I_1 et I'_1) et (I_2 , I'_2) sont en mode (CC), les étages de filtrage fonctionnent, ce qui donne naissance à un double comportement de filtrage coupe bande autour des deux fréquences 8.0GHz et 6.0GHz.

Les résultats des différents cas en fonction du mode de fonctionnement des interrupteurs sont détaillés dans le tableau 5.2.

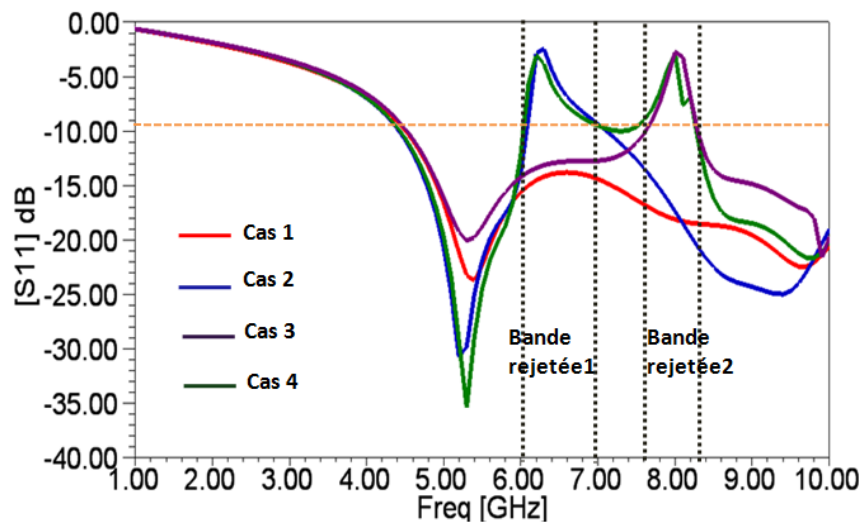


Figure 5.7. Variation du paramètre S11 simulé de l'antenne ULB associée à un système de filtrage en amont à deux bandes rejetées commutables

Cas	(I2, I'2)	(I1, I'1)	Fréquence Centrale de la Bande rejetée (GHz)	Largeur de la Bande rejetée (MHz)
1	Court Circuit	Court Circuit	Aucune (ULB)	Aucune (ULB)
2	Circuit ouvert	Court Circuit	6.0	700
3	Court Circuit	Circuit ouvert	8.0	600
4	Circuit ouvert	Circuit ouvert	6.0 ; 8.0	700 ; 600

Tableau 5-2 : sélection de bandes rejetées en fonction de la commande des couples d'interrupteurs

Pour la validation expérimentale de notre étude, quatre maquettes d'antenne ont été réalisées, correspondant aux quatre cas discutés. En réalité l'interrupteur en mode CC est obtenu en réalisant une simple liaison dans les gaps gf des anneaux externes de cellules en question. Une des quatre maquettes de l'antenne ULB associée à un système de filtrage en amont à deux bandes rejetées commutables est illustrée sur la figure 5.8. La caractérisation fréquentielle des quatre maquettes d'antenne est ensuite effectuée à l'aide l'analyseur de réseau Agilent N5230A.

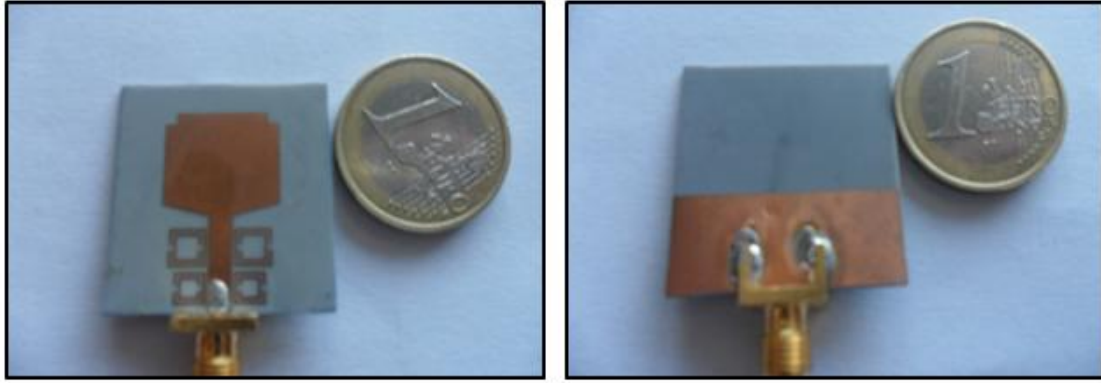


Figure 5.8 Photos de maquette de l'antenne ULB associée à un système de filtrage en amont à deux bandes rejetées commutables (a) vue de dessus (b) vue de dessous

Les résultats de mesure des paramètres S_{11} des quatre maquettes d'antennes réalisées sont donnés (Figure 5.9). Les réponses mesurées confirment les résultats attendus. On peut noter toutefois, un décalage entre les résultats de simulation et ceux de la mesure. Ceci est principalement dû aux incertitudes de fabrication et à la transition. Le rayonnement côté plan de masse partiel a tendance aussi à introduire des ondulations dues à l'environnement de l'analyseur de réseau.

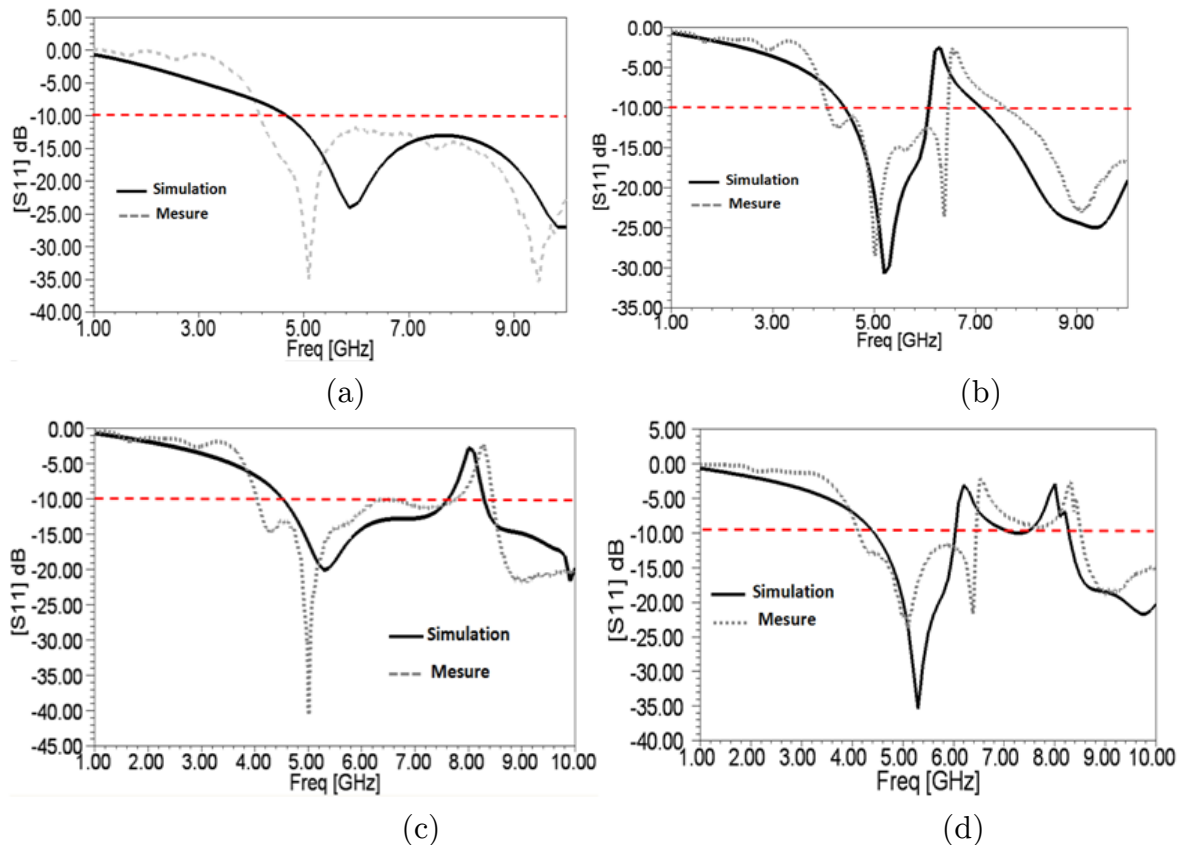


Figure 5.9. Variation du paramètre S_{11} simulé et mesuré de l'antenne ULB associée à un système de filtrage en amont à deux bandes rejetées commutables (a) : (I1 et I'1 en CC), (I2 et I'2 en CC) (b) : (I1 et I'1 en CC), (I2 et I'2 en CO) (c) : (I1 et I'1 en CO), (I2 et I'2 en CC) (d) (I1 et I'1 en CO), (I2 et I'2 en CO)

Par ailleurs, les réponses mesurées convergent avec les résultats attendus, puisque nous remarquons le comportement ultra large bande de l'antenne dans le cas où les deux couples d'interrupteurs sont en mode (CC). Le premier étage de filtrage est activé lorsque le couple d'interrupteur (I1, I'1) est en mode (CO), et le couple (I2, I'2) est en mode (CC). Le deuxième étage de filtrage est activé lorsque le couple d'interrupteur (I2, I'2) est en mode (CO), et le couple (I1, I'1) est en mode (CC). Enfin, les deux étages de filtrage sont activés dans le cas où les deux couples interrupteurs (I1, I'1) et (I2, I'2) sont en mode (CO).

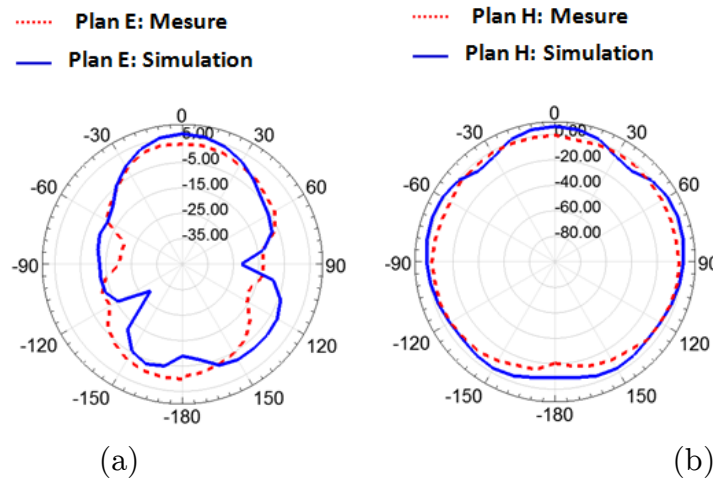


Figure 5.10. Diagramme de rayonnement mesuré et simulé de l'antenne ULB associée à un système de filtrage en amont à deux bandes rejetées commutables à la fréquence 5.0 GHz dans le plan E et H (a) Plan E , (b) Plan H

La figure 5.10 représente le diagramme de rayonnement mesuré dans le plan E et H à la fréquence 5.0 GHz de la maquette d'antenne réalisée. Les résultats montrent un faisceau omnidirectionnel avec gain de 3dBi. Un accord satisfaisant entre les résultats de la simulation et de la mesure peut-être observé.

L'ensemble des résultats obtenus confirme la réalisation d'un nouveau modèle d'antenne pour les systèmes antennaires ULB à multi-bandes filtrées commutables.

5.3.3 Antenne ULB associée à un système de filtrage en amont à bande rejetée reconfigurable

Dans cette section, nous souhaitons capitaliser les résultats obtenus au niveau du chapitre 3 concernant la reconfigurabilité du filtrage. En effet, toujours dans le même ordre d'idée notre antenne ULB sera associée à un système de filtrage à bande filtrée reconfigurable. Schématiquement, la reconfigurabilité sera assurée par l'insertion d'une diode Varactor au sein du gap gf de l'anneau externe des SRR, la

diode Varactor sera modélisée sous HFSS par une impédance capacitive Z_{cf} en utilisant la condition aux limites « *Impedance Boundary* ».

Selon notre hypothèse, une variation de la fréquence centrale de la bande rejetée devra être réalisée dans la bande passante de l'antenne ULB, en fonction de la tension de commande de la diode Varactor.

Pour répondre à cette hypothèse, nous adopterons le modèle d'association de l'antenne ULB associée à un couple de cellule SRR conçu dans le chapitre précédent, des diodes Varactor sont insérées dans le gap gf des cellules SRR. (Figure 5.11). La démarche de conception et du chargement des cellules SRR par les diodes Varactor ainsi que le schéma de leurs polarisations sont identiques à ceux développés dans la section (2.4.5 du chapitre 2). La tension de polarisation de la diode Varactor varie d'un pas de $2V$ entre $V_{max} = 8V$ et $V_{min} = 2V$. Les réponses du paramètre S_{11} sont ensuite données sur le même graphe pour pouvoir apprécier la reconfigurabilité de la bande rejetée.

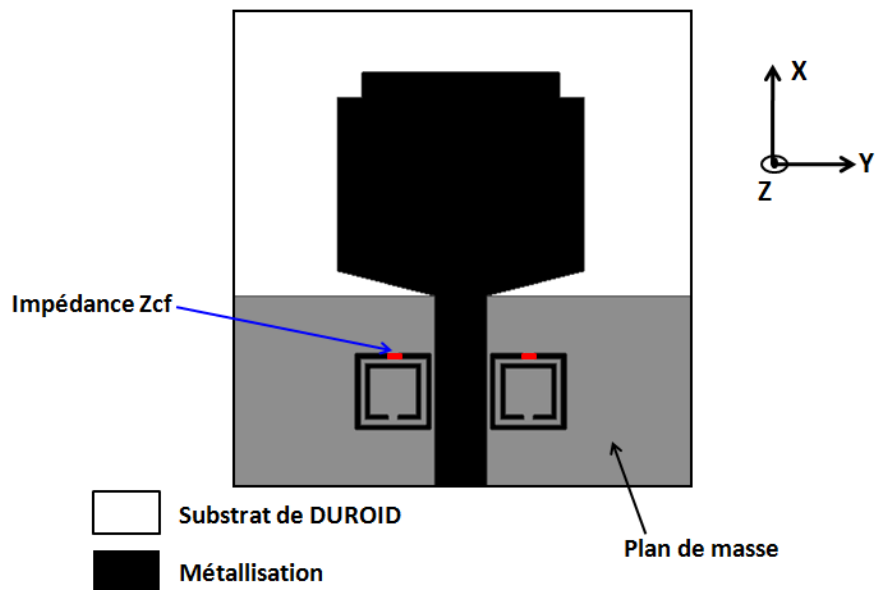


Figure 5.11 Configuration de l'antenne ULB associée à un système de filtrage en amont à bande rejetée reconfigurable

Sur la figure 5.12, nous montrons les réponses de variation du paramètre S_{11} (dB) en fonction de la commande $V_{dc}(V)$. Les résultats obtenus montrent une agilité de la fréquence centrale de la bande rejetée en fonction de la tension de commande de la diode (V_{dc}). Un décalage de la fréquence centrale de la bande rejetée vers les basses fréquences est obtenu par la diminution de la tension de commande V_{dc} . Par ailleurs, la largeur de la bande rejetée n'a subi aucune variation avec une stabilité du niveau de rejection autour des fréquences centrales.

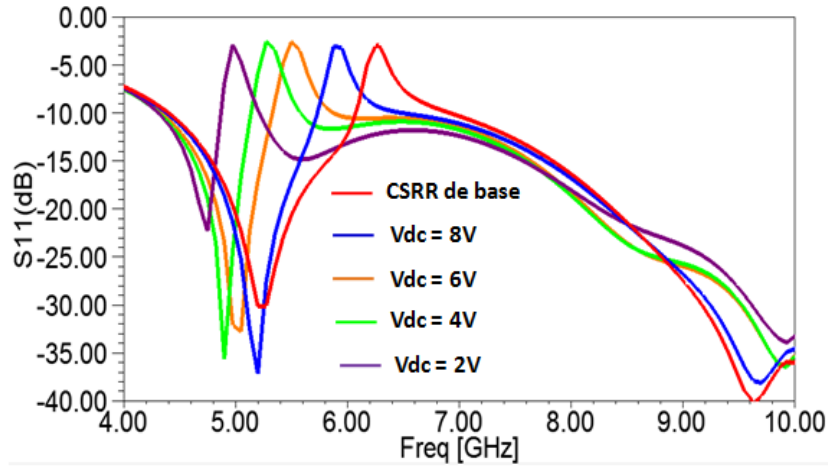


Figure 5.12. Variation du paramètre S11 en fonction de la tension V_{dc} de l'antenne ULB associée à un système de filtrage en amont à bande rejetée reconfigurable

L'ensemble des résultats obtenus confirme la réalisation d'un nouveau modèle d'antenne basé sur l'association d'une antenne monopole ULB à un système de filtrage en amont à bande rejetée reconfigurable, les résultats ont bien montré l'obtention d'un comportement ULB avec des bandes filtrées reconfigurables et maîtrisables.

5.4 Etude de faisabilité d'un système antennaire pour le besoin de la Radio Cognitive

Dans cette section, nous sommes intéressés à concevoir un nouveau système antennaire basé sur une antenne ULB associée à un système de filtrage commutable et reconfigurable. L'objectif étant de montrer la faisabilité de conception d'un nouveau modèle d'antenne essayant de répondre aux exigences des systèmes antennaires utilisés par la technologie radio cognitive, notamment la flexibilité de passage du mode antenne-capteur au mode antenne de communication, i.e. le passage d'un mode de fonctionnement en Ultra Large Bande à d'autres modes à bandes passantes reconfigurables.

Pour montrer la faisabilité de ce nouveau concept d'antennes, nous avons choisi d'étudier la démarche de conception en trois étapes, à savoir :

- La conception d'une antenne ULB à trois bandes rejetées, une bande médiane et deux bandes latérales.
- L'utilisation du même modèle en y rajoutant une couche de commutation pour sélectionner à chaque fois la bande ou les bandes à rejeter pour pouvoir cadrer la bande passante médiane désirée à travers des bandes rejetées latérales.

- La reconfigurabilité dans les bandes latérales rejetées afin de maîtriser la largeur de la bande passante médiane.

5.4.1 Antenne ULB associée à un système de filtrage en amont à trois bandes rejetées

La première étape de notre étude consiste à optimiser les dimensions de l'antenne ULB développée dans la section 4.2 du chapitre précédent, afin d'avoir plus de flexibilité pour positionner plusieurs cellules tout au long de la ligne d'alimentation.

Les différentes dimensions optimisées sous HFSS pour fonctionner dans une large bande de 4 à 10 GHz sont données dans le tableau 5.3.

Paramètres	Valeur (mm)
W	28.0
L	34.5
L1	1.5
L2	10.5
L3	1.5
W1	12.0
W2	6.5
Lp	18.0

Tableau 5-3. Paramètres géométriques de l'antenne monopole optimisée

La configuration de l'antenne ULB est illustrée dans la figure 5.13.

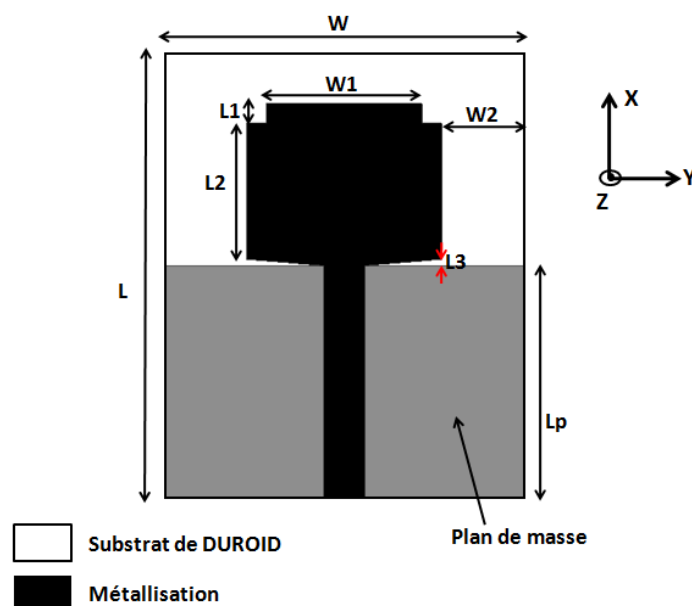


Figure 5.13. Configuration de l'antenne monopole ULB

Les résultats de simulation du paramètre S11 sous HFSS (Figure 5.14), montrent bien une adaptation dans la bande 4.5-10 GHz ($S_{11} < -10\text{dB}$).

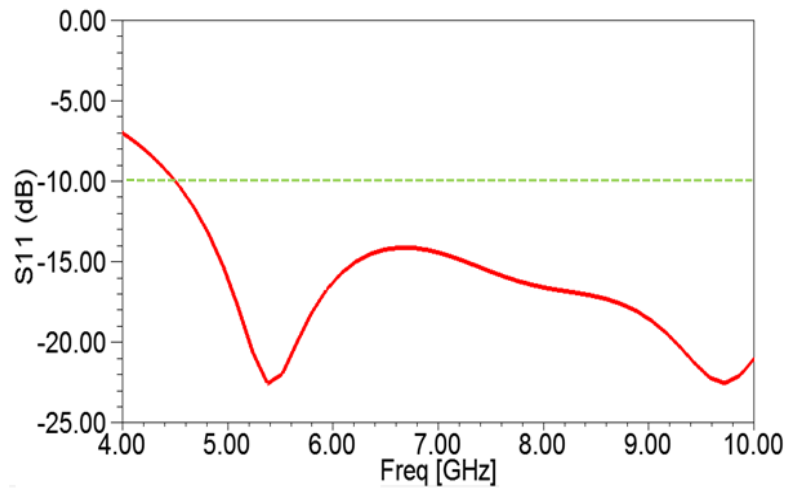


Figure 5.14. Résultats de simulation des paramètres S11 de l'antenne ULB

L'étape suivante de notre conception consiste à développer trois couples de cellules résonnantes à des fréquences différentes. Afin de réaliser trois étages de filtrage chaque couple de cellules est conçu pour résonner à une fréquence différente. Pour le présent cas, nous avons choisi un filtrage autour des fréquences 6.0 GHz, 6.5 GHz et 7.2 GHz

A cet effet, les paramètres géométriques optimisés des trois couples de cellules SRR sont présentés dans le tableau 5. 4.

	Fréquence de résonance (GHz)	Taille du substrat (mm)	Largeur de gap entre les anneaux (ga) (mm)	Largeur de la fente (gf) (mm)	La largeur de la ligne microruban (w) (mm)
Cellule 1	6.0	4.6	0.3	0.6	0.3
Cellule 2	6.5	4.2	0.3	0.6	0.3
Cellule 3	7.2	4.0	0.3	0.6	0.3

Tableau 5-4 Paramètres géométriques des trois cellules SRR

La suite logique de notre étude, consiste à placer les trois cellules préalablement conçues, à proximité de la ligne d'alimentation de l'antenne monopole, et de réaliser ainsi un filtre en amont à base d'une ligne associée à un réseau symétrique de trois couples de cellules SRRs. Chaque couple est optimisé pour apporter un étage de filtrage coupe bande autour de sa fréquence de résonance.

Le modèle d'antenne (Figure 5.15), est conçu en respectant principalement l'emplacement et l'orientation des trois cellules afin de garantir un meilleur couplage électromagnétique en zone champ proche de la ligne d'alimentation, tout en optimisant les distances d_1 , d_2 , d_3 et d_4 selon les critères mentionnés dans la section 5.2.1.

Les distances optimisées d_1 , d_2 , d_3 et d_4 sont respectivement de 1.3mm, 1.8mm, 1.3mm et 1.0mm.

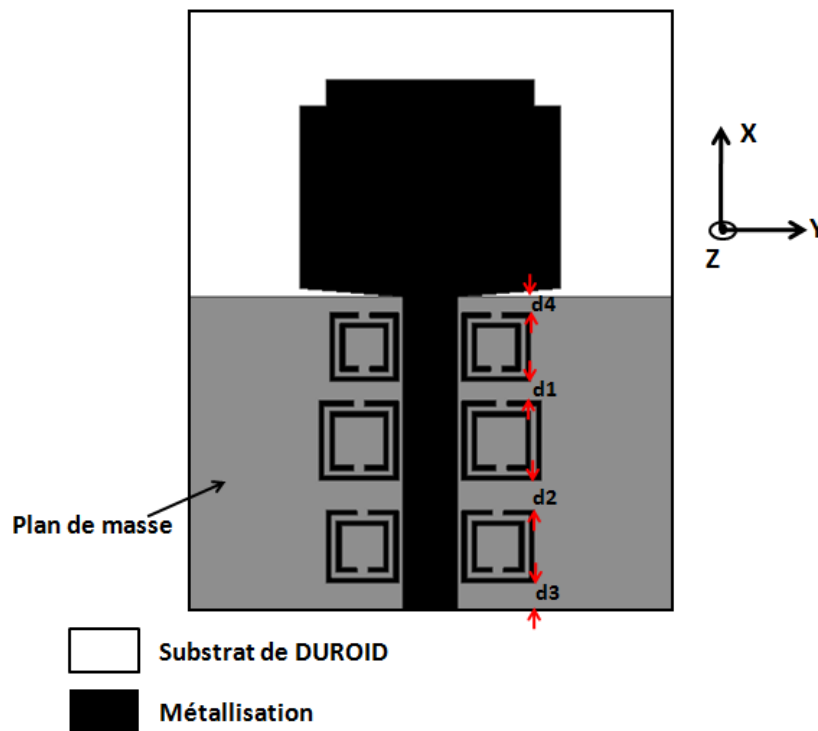


Figure 5.15. Configuration de l'antenne monopole ULB associée à trois couples de cellules SRR

La structure de l'antenne monopole associée aux trois couples de cellules SRR est conçue et simulée sous HFSS. Les résultats des paramètres S_{11} (Figure 5.16), montrent l'obtention de trois bandes rejetées autour des fréquences de résonances des trois cellules, étant donné que les trois bandes rejetées sont adjacentes, une large bande rejetée de 3.5 GHz [5.0 ; 8.5] GHz est obtenue, comme le montre la figure 5.16

Ces résultats confirment bien l'obtention de trois étages de filtrage en amont chacun est autour de la fréquence de résonance du couple de cellule SRR. Ce modèle sera exploité par la suite pour pouvoir sélectionner voir reconfigurer la largeur des bandes rejetées latérales et d'obtenir en effet une bande passante médiane reconfigurable à fréquence centrale agile.

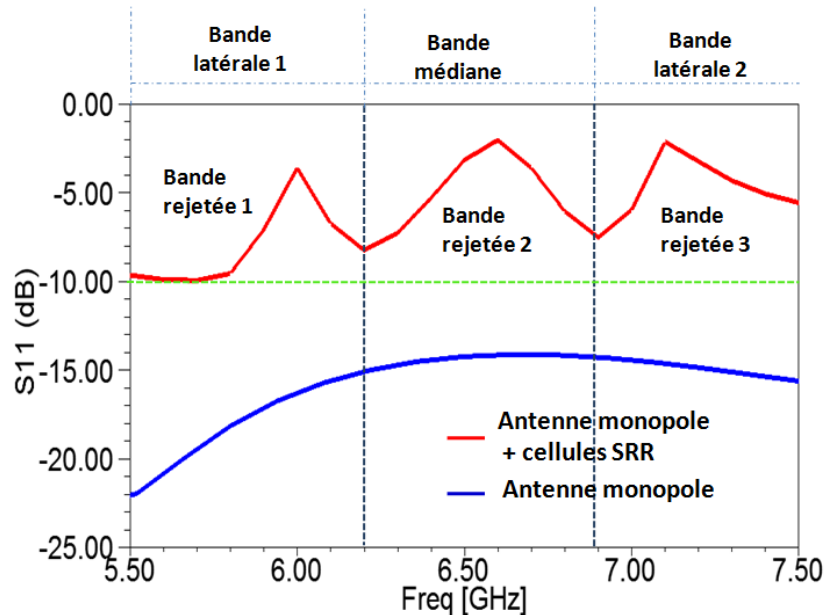


Figure 5.16. Résultats de simulation des paramètres S11 de l'antenne ULB associée à trois étages de filtrage en amont à bandes rejetées fixes

5.4.2 Conception d'une antenne reconfigurable en bande passante

5.4.2.1 Antenne à commutation de bandes

Le modèle d'antenne à trois bandes rejetées est repris ici dans le but de concevoir une variante d'antenne ULB à bandes rejetées commutables. Le système de commutation de bande développé en utilisant des interrupteurs RF (section 5.3) sera repris selon les mêmes conditions de simulations sous HFSS.

Le nouveau concept que nous proposons (Figure 5.17), repose sur l'activation ou bien la désactivation des couples de cellules élémentaires de filtrage autour d'une ou de plusieurs bandes de fréquences. Un des scénarios les plus adaptés au concept de la Radio cognitive est de pouvoir filtrer deux bandes latérales pour en obtenir une bande passante médiane utile pour la communication et de passer ainsi du mode antenne-capteur (ULB) à une antenne de communication à bande étroite fixe.

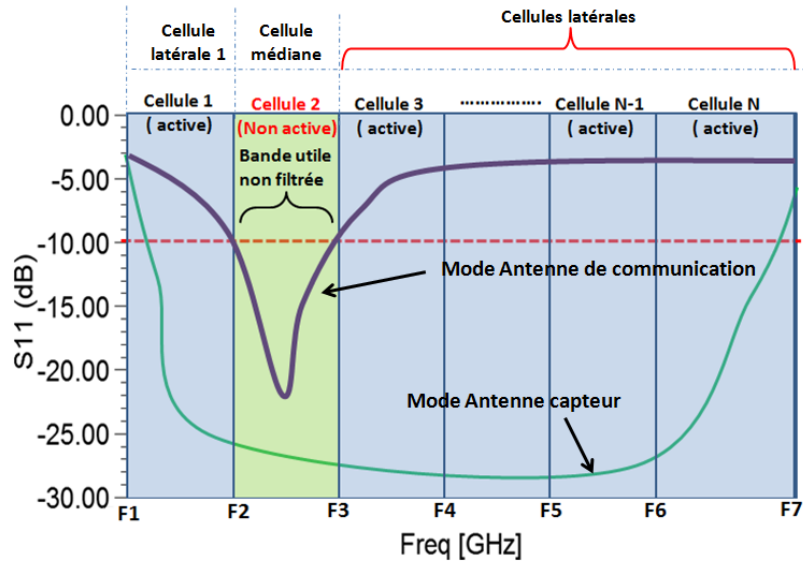


Figure 5.17 Nouveau concept d'antenne sélective de bande pour les besoins de la Radio cognitive

Schématiquement, les trois couples des cellules sont chargés par des interrupteurs placés dans le gap g_f (Figure 5.18). Pour chaque couple de cellule deux interrupteurs identiques sont utilisés : (I1, I'1) pour le premier étage de filtrage, (I2, I'2) pour le second et (I3, I'3) pour le troisième étage.

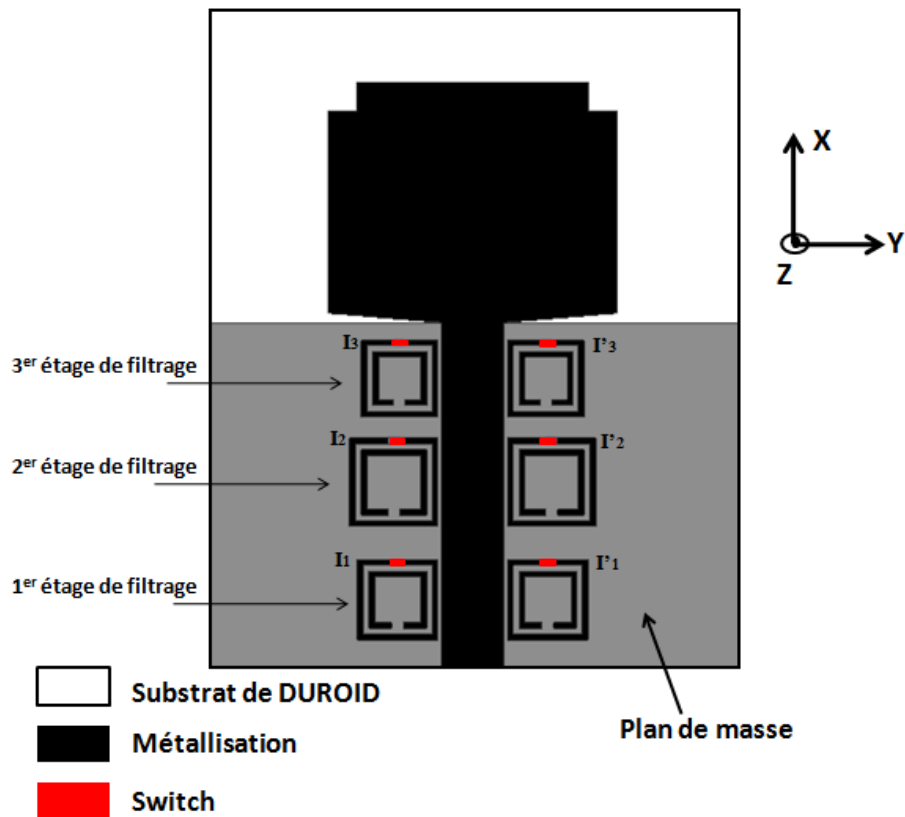


Figure 5.18 : configuration de l'antenne ULB associée à un système de filtrage en amont à trois bandes rejetées commutables

La structure d'antenne est conçue sous HFSS (Figure 5.18), les différents scénarios de variation de l'état des couples d'interrupteurs (I_n, I'_n) sont donnés dans le tableau 5-5 ; Les résultats de simulation pour les quatre scénarios de variation des états de couples d'interrupteurs, montrent clairement le passage du mode ULB à un mode à bande étroite, à savoir :

- Mode Antenne Ultra Large Bande (ULB) : combinaison $(I1, I'1) = (I2, I'2) = (I3, I'3) = CC$ (cas 1 : Figure 5.19).
- Mode d'Antenne à Bande Etroite Médiane (BEM) : combinaison $(I1, I'1) = CC$ et $(I2, I'2) = (I3, I'3) = CO$ (cas 3 : Figure 5.19).

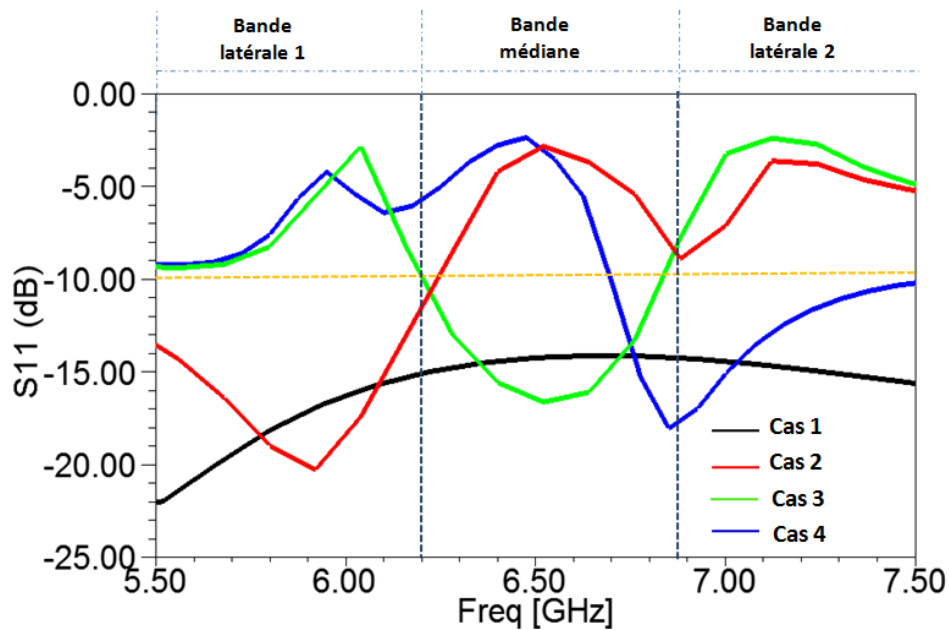


Figure 5.19. Variation du paramètre S11 de l'antenne ULB associée à un système de filtrage en amont à trois bandes rejetées commutables

Cas	(I 3, I'3)	(I2, I'2)	(I1, I'1)	Fréquences centrales des Bandes rejetées (GHz)	Fréquences centrales des bandes passantes (GHz)
1	Court Circuit	Court Circuit	Court Circuit	Aucune	ULB
2	Circuit ouvert	Court Circuit	Circuit ouvert	6.5 ; 7.2	6.0
3	Circuit ouvert	Circuit ouvert	Court Circuit	6.0 ; 7.2	6.5
4	Court Circuit	Circuit ouvert	Circuit ouvert	6.0 ; 6.5	7.2
5	Court Circuit	Circuit ouvert	Court Circuit	6.0	6.5 ; 7.2
6	Court Circuit	Court Circuit	Circuit ouvert	6.5	6.0 ; 7.2
7	Circuit ouvert	Court Circuit	Court Circuit	7.2	6.0 ; 6.5
8	Circuit ouvert	Circuit ouvert	Circuit ouvert	6.0 ; 6.5 ; 7.2	aucune

Tableau 5-5 Sélection de bande en fonction de la variation de l'état des couples d'interrupteurs

Les résultats de la simulation de ce nouveau modèle confirment la possibilité de sélection d'une bande prédéfinie, ainsi qu'une flexibilité de passage du mode antenne-capteur (ULB) au mode antenne de communication à bande étroite fixe. La commutation entre les deux modes est assurée par la commande des couples d'interrupteurs (I_n , I'_n). Dans notre étude, plusieurs cas ont été présentés. Un des cas intéressant pour les besoins de la technologie RC est celui de la sélection de la bande médiane. Ces résultats nous ont incités à étudier par la suite, la possibilité de contrôler la largeur de la bande passante de la bande sélectionnée en cas du mode antenne de communication.

5.4.2.2 Antenne à bande passante reconfigurable

L'objectif dans cette dernière section de notre travail, est de pouvoir concevoir une antenne à commutation de bandes avec une largeur de bande passante reconfigurable.

Pour ce faire, le modèle développé dans la section précédente est repris, en plus des interrupteurs qui jouent le rôle de sélectionneurs de bande ; les cellules SRR seront chargées par des impédances capacitives aux bornes du gap ga .

Sous HFSS, nous avons attribué à l'impédance capacitive C_s une condition aux limites de type « *Impedance Boundary* ».

Le nouveau concept que nous proposons (Figure 5.20), repose sur le chargement des cellules SRR latérales responsables de filtrage par des impédances capacitives. L'objectif est de varier les valeurs d'impédances capacitives insérées dans les couples de cellules latérales.

Une variation symétrique des impédances Z_{ci} de part et d'autre, assurera une maîtrise de la largeur de bande passante médiane. Cette solution, nous procure un nouveau modèle d'antenne ayant la capacité de passage du mode antenne-capteur (ULB) à un mode antenne de communication à bande étroite reconfigurable.

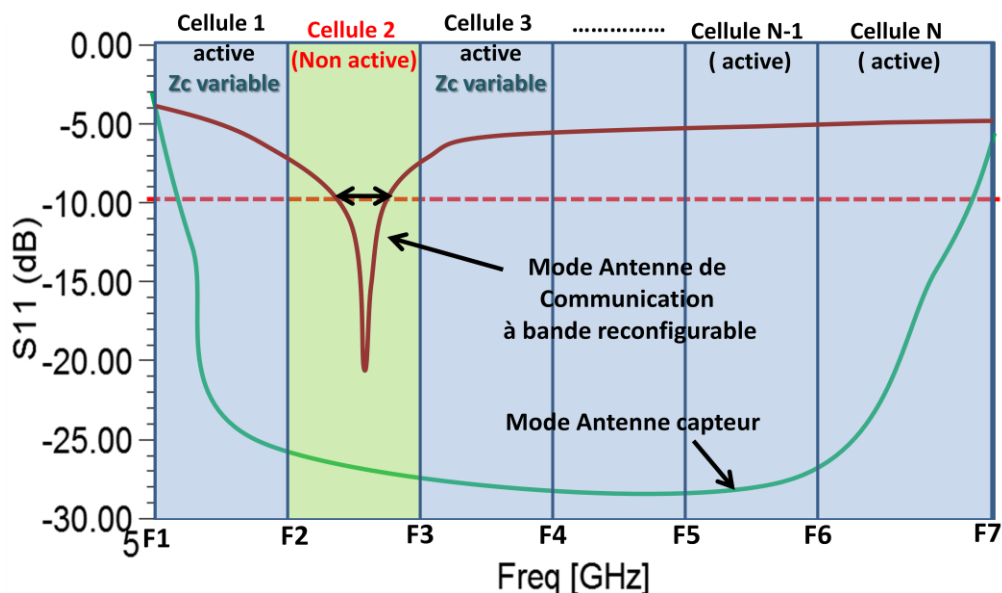


Figure 5.20 Nouveau concept d'antenne à bande médiane reconfigurable et maîtrisable pour les besoins de la Radio cognitive

Pour réaliser notre concept, chaque couple de cellule est chargé par un couple d'impédance capacitive inséré dans le gap ga .

- ✓ 1^{er} couple de SRR : $(Cs1, Cs'1)$;
- ✓ 2^{ème} couple de SRR : $(Cs2, Cs'2)$;
- ✓ 3^{ème} couple de SRR : $(Cs3, Cs'3)$.

La structure d'antenne est optimisée sous HFSS (Figure 5.21). La première étape de notre conception consiste à sélectionner la bande médiane autour de la fréquence 6.5 GHz. Pour ce cas, les couples d'interrupteurs $(I3, I'3)$ et $(I2, I'2)$ doivent être en mode (CO) pour filtrer les deux bandes latérales respectivement autour des fréquences 6.0 GHz et 7.2 GHz. Le couple $(I1, I'1)$ aura le mode (CC) afin d'éviter le filtrage autour de la bande médiane utile.

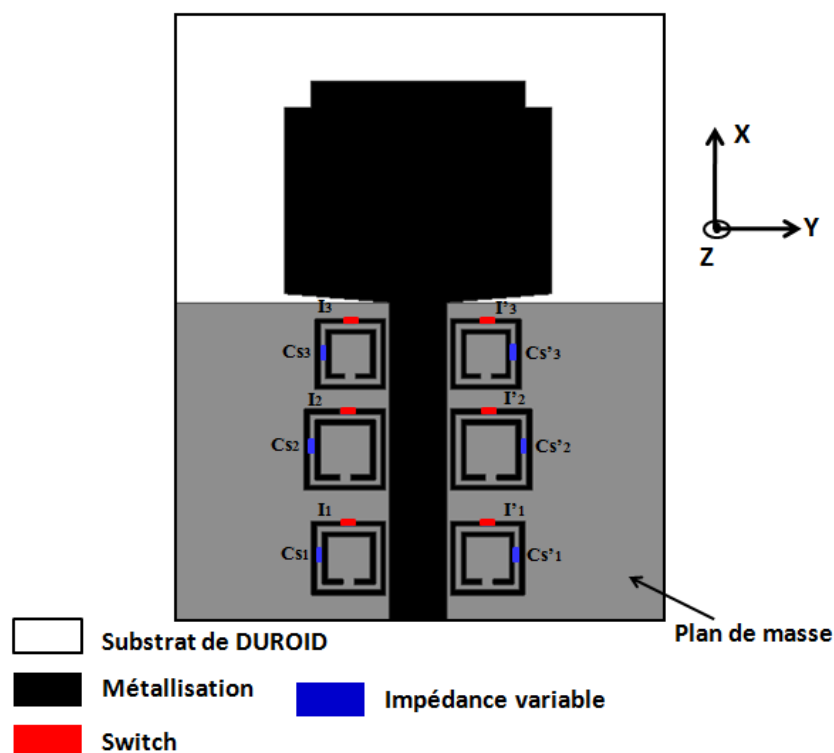


Figure 5.21 : configuration de l'antenne monopole ULB associée à trois couples de cellules SRR chargés par des couples d'interrupteurs et d'impédances capacitatives

Par la suite, nous allons procéder à la variation symétrique des valeurs de couple d'impédances capacitatives, l'objectif étant d'assurer :

- un décalage de la fréquence centrale de la bande rejetée autour de 7.2GHz vers les basses fréquences.
- un décalage de la fréquence centrale de la bande rejetée 6.0GHz vers les hautes fréquences.

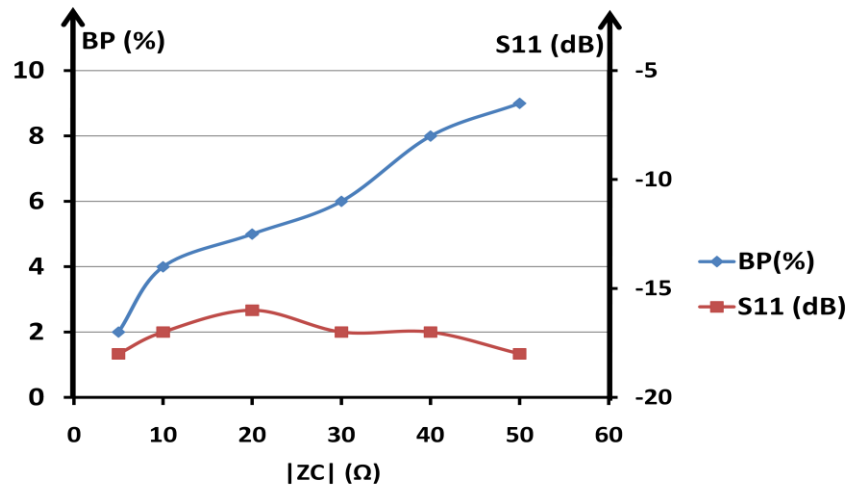


Figure 5.22. Variation de la bande passante et du paramètre S11 de l'antenne monopole associée aux trois couples de cellules SRR chargés par des couples d'interrupteurs et d'impédances variables

La plage de variation du module de l'impédance capacitive est de 10Ω à 50Ω avec un pas de 10Ω . Les réponses du niveau d'adaptation S11 (dB) ainsi que la largeur de bande passante (BP) en % par rapport à la fréquence centrale 6.5 GHz sont ensuite reportées sur le même graphe.

Les résultats obtenus (Figure 5.22) montrent que pour chaque variation du module de l'impédance capacitive $|Z_c|$ par 10Ω , une diminution corrélative de la largeur de la bande médiane (BP) par 2% est obtenue. Une stabilité du niveau d'adaptation (S11) de l'ordre de -16dB est observée.

Trois cas de figures ont été étudiés en fonction de la commande des couples d'interrupteurs et des valeurs d'impédances Z_{ci} (Tableau 5.6).

Cas	(I 3, I'3)	(I2, I'2)	(I1, I'1)	$ Z_{ci} $
1	Court Circuit	Court Circuit	Court Circuit	$\forall Z_{ci} $
2	Court Circuit	Court Circuit	Circuit ouvert	50Ω
3	Court Circuit	Court Circuit	Circuit ouvert	20Ω

Tableau 5.6 Trois configurations du nouveau système antenne en fonction de variation des états de couples d'interrupteurs et de valeurs d'impédances

Les trois cas sont simulés sous HFSS en utilisant la condition s aux limites suivantes :

- Interrupteurs $(I, I') = \text{« lumped } RLC \text{ »}$
- Impédances capacitives $Z_{ci} = \text{« Impedance Boundary »}$

Les résultats de simulation des paramètres S11 (Figure 5.23) montrent que pour le premier scénario, un comportement ULB est obtenu dans la bande [6.0, 7.5] GHz, ce qui correspond à un besoin d'antenne-capteur ULB. Le deuxième scénario, confirme l'obtention d'une antenne en mode communication à bande passante réduite de 600 MHz autour de la fréquence 6.5GHz où, une légère amélioration du niveau d'adaptation peut être observée. Le dernier cas correspond aussi à une antenne de communication à bande passante étroite de 200 MHz avec un niveau d'adaptation de -16dB autour de la même fréquence centrale qui est de 6.5 GHz.

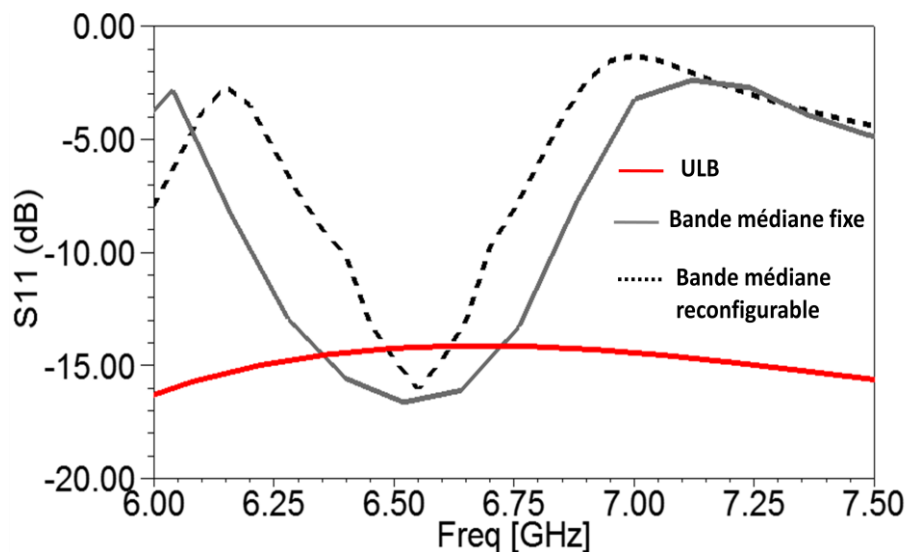


Figure 5.23. Résultats du paramètre S11 du nouveau système antennaire en fonction de la variation des états de couples d'interrupteurs et de valeurs d'impédances

Les résultats de la simulation de ce nouveau modèle confirment l'obtention d'une bande passante médiane de communication reconfigurable et maîtrisable, ainsi qu'une flexibilité de passage du mode antenne-capteur (ULB) à une antenne de communication à bande étroite reconfigurable. Ce nouveau modèle d'antenne répond, à notre sens, aux exigences des systèmes antennaires utilisés dans la Radio cognitive. Cette nouvelle approche d'antenne est actuellement en cours d'étude pour la réalisation d'un démonstrateur. Le but est de remplacer les couples d'interrupteurs

par des couples de diodes PIN, et les couples d'impédances capacitatives par des diodes Varactor en se basant sur un schéma de polarisation DC, avec une matrice de commande gérée par un système intelligent embarqué de type « Software Defined Radio ».

5.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié deux systèmes antennaires à multi contraintes fréquentielles, pour le besoin de la Radio cognitive. Un nouveau système antennaire basé sur une antenne ULB associée à un dispositif de filtrage reconfigurable a été conçu et optimisé par simulation électromagnétique.

Une maquette a été réalisée et caractérisée expérimentalement. Les résultats de mesure et de simulation ont montré l'obtention d'un comportement ULB avec des deux bandes filtrées reconfigurables et maitrisables. Ce nouveau modèle d'antenne répond aux contraintes des systèmes antennaires ULB à multi-bandes filtrées reconfigurables.

Enfin, nous avons montré la faisabilité de conception d'un nouveau modèle d'antenne répondant aux exigences des systèmes antennaires utilisés dans la technologie radio cognitive. L'ensemble des résultats obtenus a montré une flexibilité de passage du mode antenne-capteur (ULB) au mode antenne de communication à bande étroite reconfigurable.

Conclusion générale et Perspectives

L'objectif de cette thèse était de développer premièrement des cellules Métamatériaux unitaires sub-longueurs d'ondes miniatures et agiles. Ces cellules devraient être ensuite associées, selon des conditions d'excitation électromagnétique spécifiques en champ proche, à des dispositifs micro-ondes planaires afin de réaliser de nouveaux modèles de filtres et de systèmes antennaires reconfigurables.

Après une présentation de l'état de l'art, sur à la fois le concept des Métamatériaux micro-ondes et des modèles de filtres et d'antennes à base des Métamatériaux, nous avons proposé une démarche méthodologique d'ingénierie de conception des cellules Métamatériaux. A cet effet un ensemble de configurations de cellules Métamatériaux unitaires notamment les SRR et CSRR a été conçu et analysé sous HFSS.

Pour répondre aux contraintes d'intégration des Métamatériaux dans l'environnement champ proche des dispositifs micro-ondes, nous avons présenté deux techniques de miniaturisation des cellules Métamatériaux, la première basée sur l'optimisation des paramètres géométriques et la deuxième opère sur une forme rectangulaire. Les résultats de la simulation électromagnétique sous HFSS ont confirmé l'obtention des facteurs de réduction respectivement de 1.6 et 1.3.

L'étude de l'agilité des Métamatériaux a concerné particulièrement les cellules SRR. Les techniques d'agilité étudiées ont été basées, d'une part, sur la variation des paramètres géométriques de la structure et, d'autre part, sur le chargement de la cellule par des éléments électroniques actifs qui sont convenablement positionnés selon une cartographie électromagnétique. Nous avons mis au point une démarche méthodologique pour la conception d'une cellule unitaire reconfigurable chargée par une diode PIN et/ou diode Varactor. Les résultats de la cellule SRR chargée par l'un des deux diodes ont montré une variation intéressante des paramètres S de la cellule en fonction de la tension de polarisation de la diode.

La deuxième partie de nos travaux de thèse (chapitre 3) a été consacrée à la conception de nouveaux modèles de filtres agiles basé sur l'association d'une simple ligne microruban à des résonateurs sub-longueurs d'onde de type SRR et CSRR. Deux modèles de filtres sont été développés et validés expérimentalement. Le premier

modèle concerne un filtre coupe bande basé sur l'association d'une ligne microruban à des résonateurs de type SRR. Une démarche méthodologique de conception a été proposée. Selon cette dernière, nous avons confirmé que le choix de la position de la cellule par rapport à la ligne est une condition primordiale afin d'optimiser le niveau du couplage et d'assurer l'effet Métamateriau souhaité. Les résultats de mesures et de simulations obtenus ont confirmé l'obtention d'un comportement coupe bande autour de la fréquence de résonance de la cellule. La bande rejetée est de 150 MHz avec un niveau de rejection de l'ordre de -10 dB et une vitesse du groupe inférieure à 1ns.

En se basant sur le même concept, nous avons proposé un filtre multi coupe bande utilisant plusieurs cellules résonnantes à différentes fréquences.

Selon ce même modèle de filtre, nous avons développé un filtre passe bande basé sur l'association d'une ligne microruban à deux cellules résonnantes à deux fréquences différentes. Les résultats de simulation obtenus présentent un comportement passe-bande avec une fréquence centrale autour de 6.25 GHz, une largeur de bande de 300 MHz, et des pertes d'insertion inférieure à 1dB. La fréquence centrale du filtre, ainsi que sa largeur de bande sont en fonction des fréquences de résonance des deux cellules. L'utilisation de cellules SRRs agiles offre la possibilité d'obtenir des filtres à passe bande reconfigurable.

Le deuxième modèle de filtre proposé est basé sur une ligne microruban chargée par des cellules complémentaires CSRRs. Les résultats obtenus ont montré un comportement coupe bande autour de la fréquence de résonance de la cellule. La bande rejetée est de 1.2 GHz avec un niveau de rejection de l'ordre de -25 dB et une vitesse du groupe inférieure à 1ns. Deux techniques de miniaturisation ont été développées. La première est basée sur l'optimisation des paramètres géométriques, et la deuxième utilise la technique du chargement par impédance. Les dimensions du filtre miniature obtenu suivant les axes Oy et Ox sont respectivement de $0.03 \lambda_0$ et $0.09 \lambda_0$ avec un facteur de réduction de 2 et 5 par rapport au filtre coupe bande de base.

La dernière partie de ce chapitre a été consacrée à l'étude de l'agilité des filtres coupe bande. Les techniques d'agilité étudiées sont basées sur le chargement de la cellule par des éléments électroniques actifs qui sont logés en des positions appropriées. Dans cette optique, deux structures de filtres associées à des cellules reconfigurables ont été étudiées. La première est basée sur des cellules SRR chargées par des diodes PIN, la deuxième quand à elle utilise des cellules complémentaires CSRR chargées par des diodes Varactor. Les résultats obtenus ont montré une

variation des performances du filtre en fonction de la tension de polarisation de la diode.

Dans la troisième partie, chapitre 4, nous avons étudié deux types d'association d'une antenne monopole ULB à des résonateurs Métamatériaux de type SRR et CSRR.

Le premier type d'association proposé est basé sur une antenne monopole et des cellules SRRs imprimées à proximité de la ligne d'alimentation de l'antenne. Les résultats de simulation et de mesure ont montré l'obtention d'un filtrage en avant d'une bande autour de la fréquence de résonance de la cellule. Ils ont également montré une stabilité des performances de rayonnement du dispositif (antenne+filtre) due à un découplage entre le dispositif de filtrage et le dispositif de rayonnement.

Le deuxième type d'association a porté sur le chargement de l'antenne monopole par des cellules Métamatériaux dans la zone proche de l'élément rayonnant. L'étude a été effectuée selon deux modèles de chargement. Le premier consiste en un chargement intra-élément rayonnant ; dans ce cas des cellules CSRR sont imprimées directement sur la métallisation de l'élément rayonnant. Le deuxième utilise un chargement extra-élément rayonnant, des cellules SRRs seront imprimées à proximité de l'élément rayonnant. Les résultats de simulation pour les deux structures ont validé la fonctionnalité de filtrage en aval d'une bande autour de la fréquence de résonance de la cellule, une stabilité des performances de rayonnement avec un faisceau omnidirectionnel.

L'écart observé entre les performances notamment pour le gain par rapport à l'antenne seule confirme l'importance de la zone de chargement (cellules à l'intérieur et à l'extérieur de l'élément de rayonnement).

Dans la dernière partie, chapitre 5, nous avons étudié deux systèmes antennaires à multi contraintes fréquentielles, pour le besoin de la Radio cognitive. Le premier système antenne basé sur une antenne ULB associée à un dispositif de filtrage reconfigurable a été conçu et vérifié par simulation électromagnétique. Une maquette a été réalisée et caractérisée expérimentalement. Les résultats de mesure et de simulation ont montré l'obtention d'un comportement ULB avec des deux bandes filtrées reconfigurables. Ce nouveau modèle d'antenne répond potentiellement aux contraintes des systèmes antennaires ULB à multi-bandes filtrées reconfigurables.

Par ailleurs, nous avons montré la faisabilité de conception d'un nouveau système antenne essayant de répondre aux exigences des systèmes antennaires

utilisés dans la technologie radio cognitive. L'ensemble des résultats obtenus ont montré une flexibilité de passage du mode antenne-capteur (ULB) à un mode antenne de communication à bande étroite reconfigurable.

Au niveau des perspectives de cette thèse, nous proposons les orientations suivantes :

- Des démonstrateurs des systèmes antennaires incluant des éléments actifs avec leur circuit de polarisation où un dispositif de contrôle, gérée par un système intelligent embarqué de type « Software Defined Radio », assurant la commande de la reconfigurabilité des performances selon le cahier des charges du RC.
- Nouvelles topologies de filtres et d'antennes à base des cellules Métamatériaux, planaires et tridimensionnelles, utilisant les technologies multicouches.
- Nouveaux circuits radiofréquences à base de cellules Métamatériaux.

Annexe 1 : Datasheet et modèle SPICE de la diode Varactor de SkyWorks



DATA SHEET

SMV1247–SMV1255: Hyperabrupt Tuning Varactors

Features

- Designed for high volume commercial applications
- High capacitance ratio, $C_{0.3}/C_{4.7V} = 12$ typ.
- Multiple packages SOT-23, SOD-323, SC-70 and SC-79
- Available lead (Pb)-free MSL-1 @ 250 °C per JEDEC J-STD-020
- SPICE models are available
- Available in tape and reel packaging

Description

The SMV1247–SMV1255 series of silicon hyperabrupt junction varactor diodes are designed for use in VCOs with low tuning voltage operation. This family of varactors is characterized for capacitance and resistance over temperature. SPICE models are provided.



Skyworks offers lead (Pb)-free “environmentally friendly” packaging that is RoHS compliant (European Parliament for the Restriction of Hazardous Substances).

Absolute Maximum Ratings

Characteristic	Value
Reverse voltage (V_R)	15 V
Forward current (I_F)	20 mA
Power dissipation (P_D)	250 mW
Storage temperature (T_{ST})	-55 °C to +150 °C
Operating temperature (T_{OP})	-55 °C to +125 °C
ESD human body model	Class 0

Performance is guaranteed only under the conditions listed in the specifications table and is not guaranteed under the full range(s) described by the Absolute Maximum specifications. Exceeding any of the absolute maximum/minimum specifications may result in permanent damage to the device and will void the warranty.

CAUTION: Although this device is designed to be as robust as possible, Electrostatic Discharge (ESD) can damage this device. This device must be protected at all times from ESD. Static charges may easily produce potentials of several kilovolts on the human body or equipment, which can discharge without detection. Industry-standard ESD precautions must be employed at all times.

Single	Single	Single	Common Anode	Common Cathode	Common Anode	Common Cathode
SG-79	SOD-323	SOT-23	SOT-23	SOT-23	SG-70	SG-70
SMV1247-079						SMV1247-074
Marking: Cathode						Marking: BF3
SMV1247-079LF						SMV1247-074LF
Marking: Cathode						Marking: GF3
SMV1248-079LF		SMV1248-001		SMV1248-004		SMV1248-074
Marking: Cathode		Marking: BG1				SMV1248-074LF
						Marking: CG3
SMV1249-079	SMV1249-011	SMV1249-001	SMV1249-003		SMV1249-073	SMV1249-074
Marking: Cathode	Marking: AF	Marking: P1	Marking: AF9		Marking: AF9	
SMV1249-079LF		SMV1249-001LF				
Marking: Cathode		Marking: EF1				
SMV1251-079	SMV1251-011	SMV1251-001		SMV1251-004		SMV1251-074
Marking: Cathode	Marking: AH	Marking: AH1		Marking: AH3		Marking: AH3
	SMV1251-011LF	SMV1251-001LF		SMV1251-004LF		
	Marking: EH	Marking: EH		Marking: EH3		
SMV1253-079				SMV1253-004		
Marking: Cathode				Marking: AJ3		
SMV1255-079	SMV1255-011	SMV1255-001		SMV1255-004	SMV1255-073	
Marking: Cathode	Marking: AK	Marking: AK1		Marking: AK3	Marking: AK9	
SMV1255-079LF	SMV1255-011LF					
Marking: Cathode	Marking: EK					
$L_S = 0.7 \text{ nH}$	$L_S = 1.5 \text{ nH}$	$L_S = 1.5 \text{ nH}$		$L_S = 1.5 \text{ nH}$	$L_S = 1.4 \text{ nH}$	$L_S = 1.4 \text{ nH}$

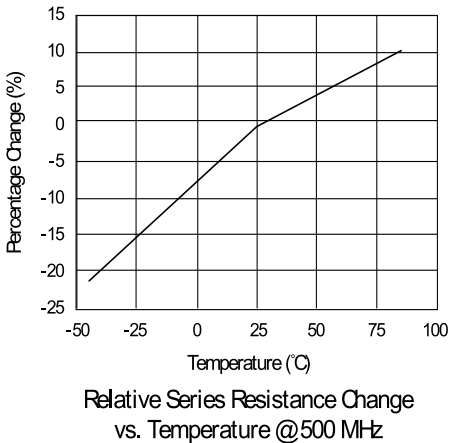
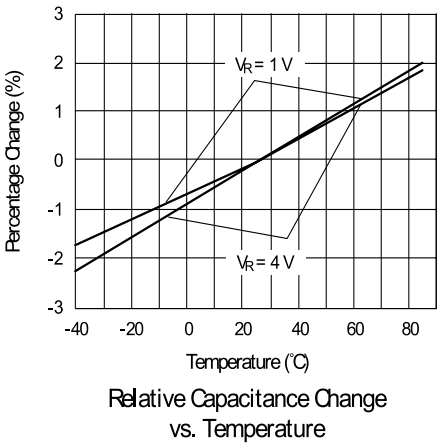
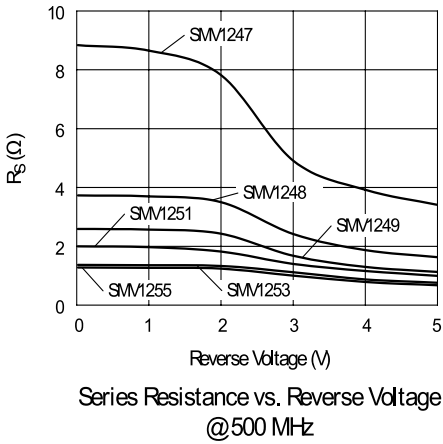
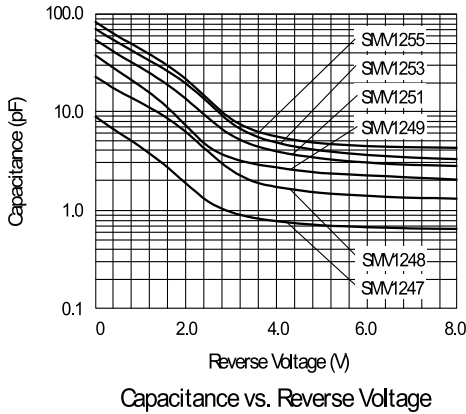
LF denotes lead (Pb)-free packaging option as an alternative to our standard tin/lead (Sn/Pb) packaging.

Electrical Specifications at 25 °C

Part Number	C_T @ 0.3 V (pF)		C_T @ 4.7 V (pF)		C_T @ 1 V (pF)	C_T @ 3 V (pF)	C_T @ 0.3 V C_T @ 4.7 V (Ratio)		C_T @ 1 V C_T @ 3 V (Ratio)	R_S @ 3 V 500 MHz (Ω)	Q @ 3 V 50 MHz
	Min.	Typ.	Typ.	Max.	Typ.	Typ.	Min.	Typ.	Typ.	Max.	Typ.
SMV1247	6.5	7	0.7	0.78	4.4	0.95	9.5	10.0	4.6	6.0	1500
SMV1248	15.0	17	1.5	1.70	12.3	2.60	10.8	12.0	4.7	3.3	700
SMV1249	28.0	31	2.6	2.80	18.2	3.40	11.0	12.1	5.3	2.2	600
SMV1251	38.0	42	3.4	3.80	28.1	5.80	11.0	12.2	4.8	1.6	400
SMV1253	48.0	53	4.3	4.80	37.0	7.80	11.0	12.3	4.7	1.4	350
SMV1255	58.0	64	5.2	5.80	43.3	8.50	11.0	12.3	5.1	1.3	350

Reverse Voltage V_R ($I_R = 10 \mu\text{A}$): 15 V
Reverse Current I_R ($V_R = 12 \text{ V}$): 20 nA

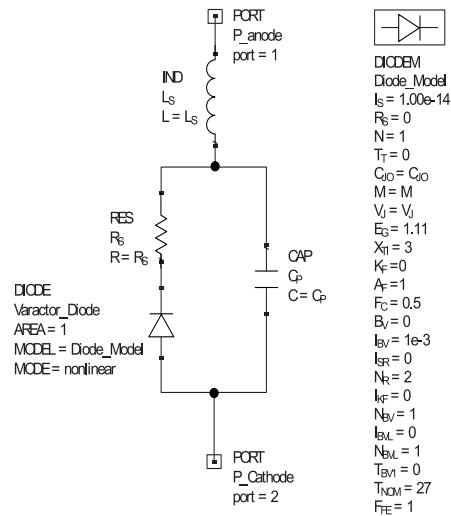
Typical Performance Data



Typical Capacitance Values

V_R (V)	SMV1247	SMV1248	SMV1249	SMV1251	SMV1253	SMV1255
	C_T (pF)	C_T (pF)	C_T (pF)	C_T (pF)	C_T (pF)	C_T (pF)
0.0	8.86	22.62	37.35	53.65	69.32	81.21
0.5	6.17	16.32	25.88	38.23	50.23	58.28
1.0	4.37	12.33	18.18	28.09	37.07	43.27
1.5	2.96	9.12	12.08	20.13	27.57	31.49
2.0	1.88	6.27	7.27	13.55	19.37	21.50
2.5	1.22	3.93	4.44	8.60	12.39	13.40
3.0	0.95	2.57	3.40	5.78	7.77	8.51
3.5	0.83	1.95	2.96	4.57	5.77	6.51
4.0	0.77	1.71	2.72	3.95	4.86	5.58
4.5	0.73	1.59	2.51	3.58	4.34	5.07
5.0	0.70	1.49	2.38	3.33	4.01	4.76
5.5	0.68	1.44	2.30	3.16	3.78	4.58
6.0	0.67	1.40	2.24	3.03	3.62	4.46
6.5	0.66	1.36	2.19	2.94	3.50	4.39
7.0	0.65	1.33	2.14	2.88	3.41	4.33
7.5	0.64	1.31	2.09	2.83	3.34	4.29
8.0	0.64	1.30	2.03	2.79	3.28	4.26

SPICE Model



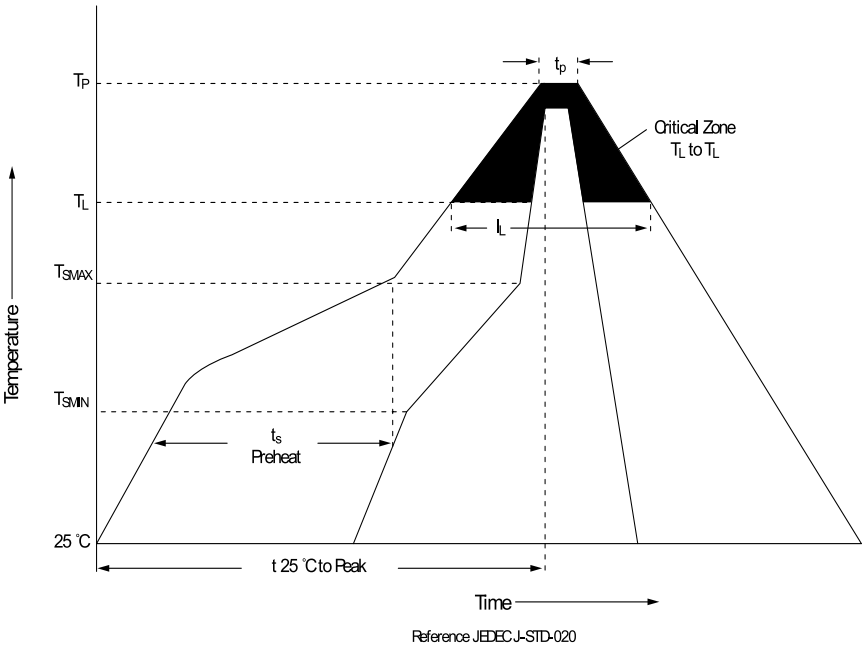
Part Number	C_{JO} (pF)	V_J (V)	M	C_P (pF)	R_B (Ω)
SMV1247	9.22	13	10.5	0	4.9
SMV1248	21.54	13	10.5	0	2.4
SMV1249	39.00	17	14.0	0	1.7
SMV1251	60.00	17	14.0	0	1.4
SMV1253	70.00	17	14.0	0	1.1
SMV1255	82.00	17	13.0	0	1.0

1. Model was designed to fit measured data in the range of up to 4 V.
2. For package inductance (L_S) refer to package type.
3. For more details refer to the "Varactor SPICE Models for RF VCO Applications" Application Note.

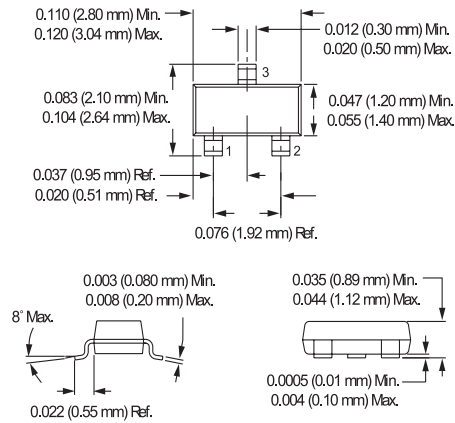
Recommended Solder Reflow Profiles

Profile Feature	SnPb Eutectic Assembly	Lead (Pb)-Free Assembly 100% Sn
Average ramp-up rate (T_L to T_P)	3 °C/second max.	3 °C/second max.
Preheat		
Temperature min. ($T_{S\min}$)	100 °C	150 °C
Temperature max. ($T_{S\max}$)	150 °C	200 °C
Time (min. to max.) (t_s)	60–120 seconds	60–80 seconds
$T_{S\max}$ to T_L Ramp-up rate	—	3 °C/second max.
Time maintained above: Temperature (T_L) Time (t_L)	183 °C 60–150 seconds	217 °C 60–150 seconds
Peak temperature (T_P)	240 +0/-5 °C	250 +0/-5 °C
Time within 5 °C of actual peak temperature (t_p)	10–30 seconds	20–40 seconds
Ramp-down rate	6 °C/second max.	6 °C/second max.
Time 25 °C to peak temperature	6 minutes max.	8 minutes max.

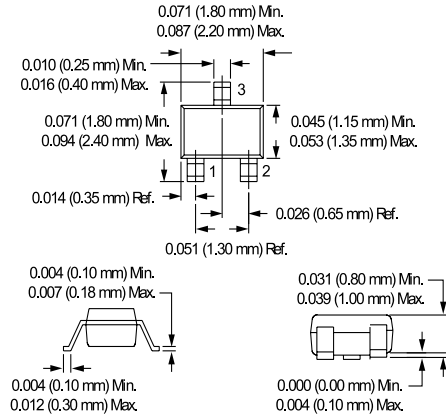
All temperatures refer to the topside of the package, measured on the package body surface.
Reference JEDEC J-STD-020B.



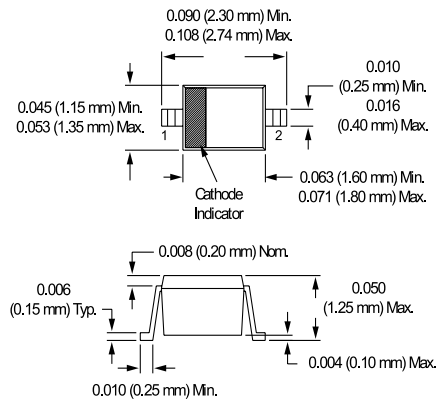
SOT-23



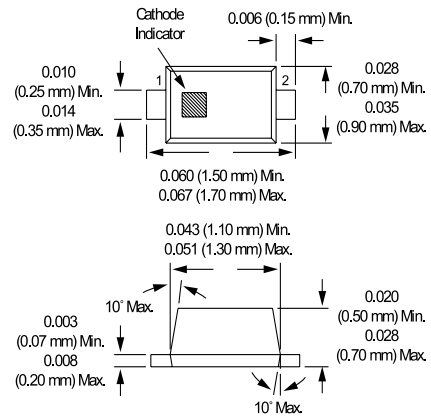
SC-70



SOD-323



SC-79



Annexe 2 : Datasheet et modèle SPICE de la diode PIN de Infineon



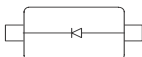
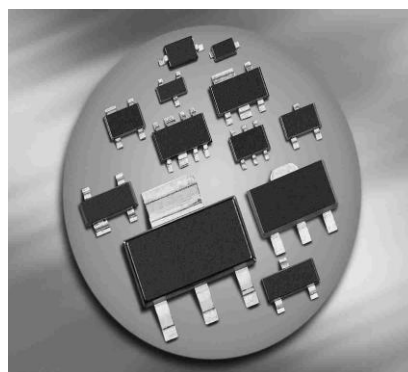
BAR50...

Silicon PIN Diodes

- Current-controlled RF resistor for switching and attenuating applications
- Frequency range above 10 MHz up to 6 GHz
- Especially useful as antenna switch in mobile communication
- Very low capacitance at zero volt reverse bias at frequencies above 1 GHz (typ. 0.15 pF)
- Low forward resistance
- Very low harmonic distortion
- Pb-free (RoHS compliant) package
- Qualified according AEC Q101¹⁾



BAR50-02L
BAR50-02V
BAR50-03W



Type	Package	Configuration	L_s (nH)	Marking
BAR50-02L*	TSLP-2-1	single, leadless	0.4	AB
BAR50-02V	SC79	single	0.6	a
BAR50-03W	SOD323	single	1.8	blue A

¹⁾BAR50-02L is not qualified according AEC Q101

Maximum Ratings at $T_A = 25^\circ\text{C}$, unless otherwise specified

Parameter	Symbol	Value	Unit
Diode reverse voltage	V_R	50	V
Forward current	I_F	100	mA
Total power dissipation BAR50-02L, $T_S \leq 130^\circ\text{C}$ BAR50-02V, $T_S \leq 120^\circ\text{C}$ BAR50-03W, $T_S \leq 115^\circ\text{C}$	P_{tot}	250 250 250	mW
Junction temperature	T_j	150	$^\circ\text{C}$
Operating temperature range	T_{op}	-55 ... 125	
Storage temperature	T_{stg}	-55 ... 150	

Thermal Resistance

Parameter	Symbol	Value	Unit
Junction - soldering point ¹⁾ BAR50-02L BAR50-02V BAR50-03W	R_{thJS}	≤ 80 ≤ 120 ≤ 140	K/W

Electrical Characteristics at $T_A = 25^\circ\text{C}$, unless otherwise specified

Electrical Characteristics at $T_A = 25^\circ\text{C}$, unless otherwise specified					
Parameter	Symbol	Values			Unit
		min.	typ.	max.	
DC Characteristics					
Reverse current $V_R = 50\text{ V}$	I_R	-	-	50	nA
Forward voltage $I_F = 50\text{ mA}$	V_F	-	0.95	1.1	V

¹⁾For calculation of R_{thJA} please refer to Application Note Thermal Resistance

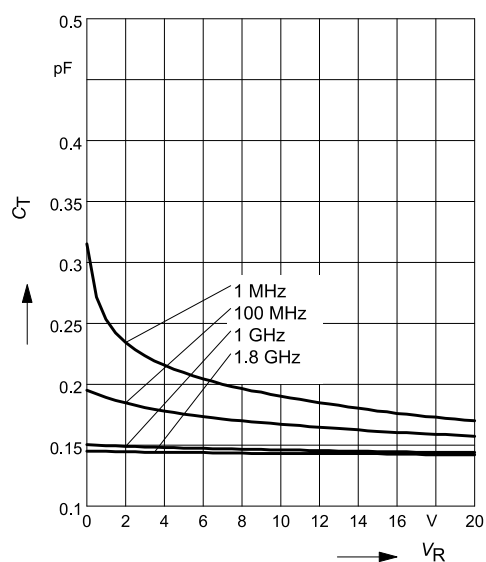
Electrical Characteristics at $T_A = 25^\circ\text{C}$, unless otherwise specified

Parameter	Symbol	Values			Unit
		min.	typ.	max.	
AC Characteristics					
Diode capacitance $V_R = 1\text{ V}, f = 1\text{ MHz}$ $V_R = 5\text{ V}, f = 1\text{ MHz}$ $V_R = 0\text{ V}, f = 100\text{ MHz}$ $V_R = 0\text{ V}, f = 1...1.8\text{ GHz}, \text{BAR50-02L}$ $V_R = 0\text{ V}, f = 1...1.8\text{ GHz}, \text{all other}$	C_T	- - - - -	0.24 0.2 0.2 0.1 0.15	0.5 0.4 - - -	pF
Reverse parallel resistance $V_R = 0\text{ V}, f = 100\text{ MHz}$ $V_R = 0\text{ V}, f = 1\text{ GHz}$ $V_R = 0\text{ V}, f = 1.8\text{ GHz}$	R_P	- - -	25 6 5	- - -	kΩ
Forward resistance $I_F = 0.5\text{ mA}, f = 100\text{ MHz}$ $I_F = 1\text{ mA}, f = 100\text{ MHz}$ $I_F = 10\text{ mA}, f = 100\text{ MHz}$	r_f	- - -	25 16.5 3	40 25 4.5	Ω
Charge carrier life time $I_F = 10\text{ mA}, I_R = 6\text{ mA}, \text{measured at } I_R = 3\text{ mA}, R_L = 100\text{ Ω}$	τ_{rr}	-	1100	-	ns
I-region width	W_I	-	56	-	μm
Insertion loss ¹⁾ $I_F = 3\text{ mA}, f = 1.8\text{ GHz}$ $I_F = 5\text{ mA}, f = 1.8\text{ GHz}$ $I_F = 10\text{ mA}, f = 1.8\text{ GHz}$	I_L	- - -	0.56 0.4 0.27	- - -	dB
Isolation ¹⁾ $V_R = 0\text{ V}, f = 0.9\text{ GHz}$ $V_R = 0\text{ V}, f = 1.8\text{ GHz}$ $V_R = 0\text{ V}, f = 2.45\text{ GHz}$ $V_R = 0\text{ V}, f = 5.6\text{ GHz}$	I_{SO}	- - - -	24.5 20 18 12	- - - -	

¹⁾BAR50-02L in series configuration, $Z = 50\ \Omega$

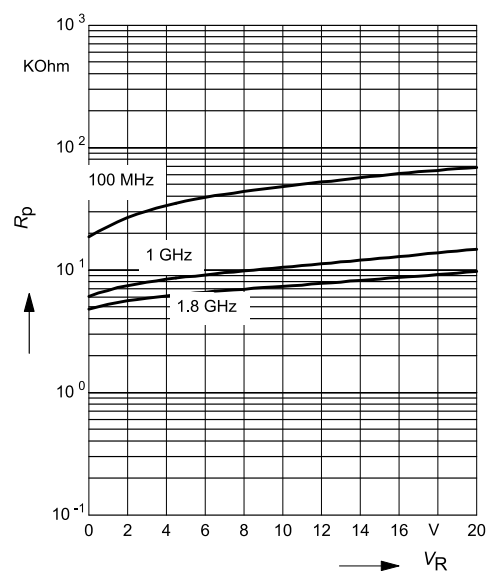
Diode capacitance $C_T = f(V_R)$

f = Parameter



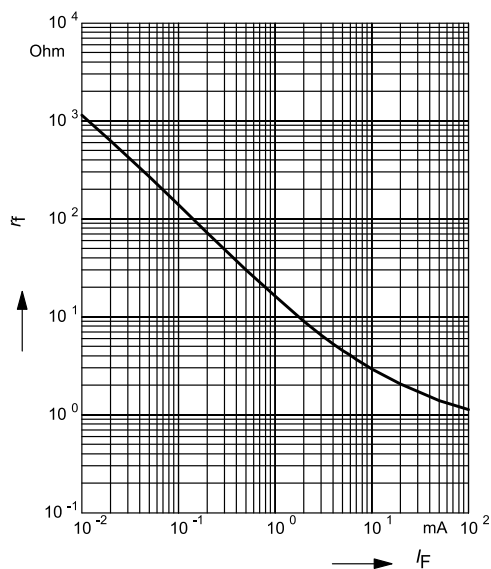
Reverse parallel resistance $R_P = f(V_R)$

f = Parameter



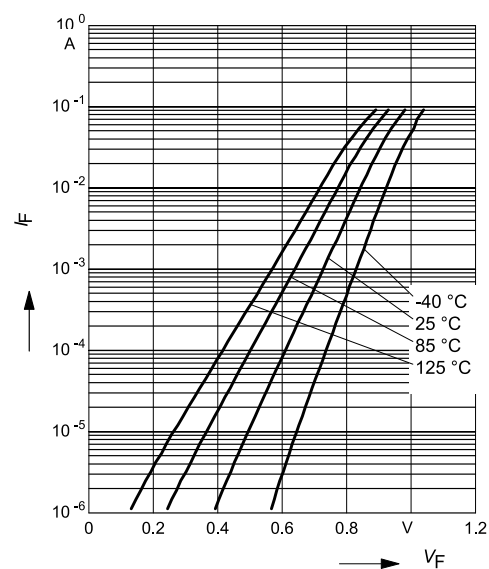
Forward resistance $r_f = f(I_F)$

$f = 100$ MHz



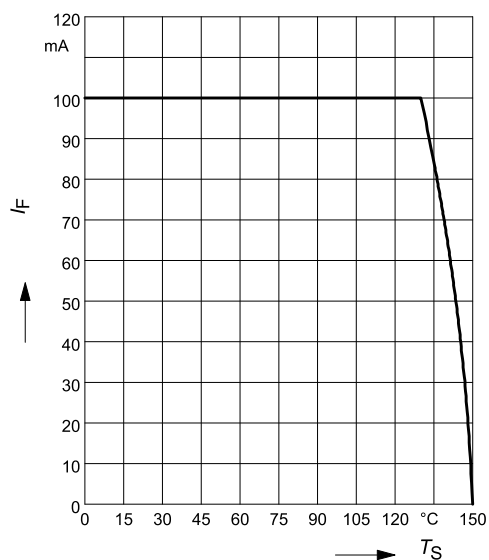
Forward current $I_F = f(V_F)$

T_A = Parameter



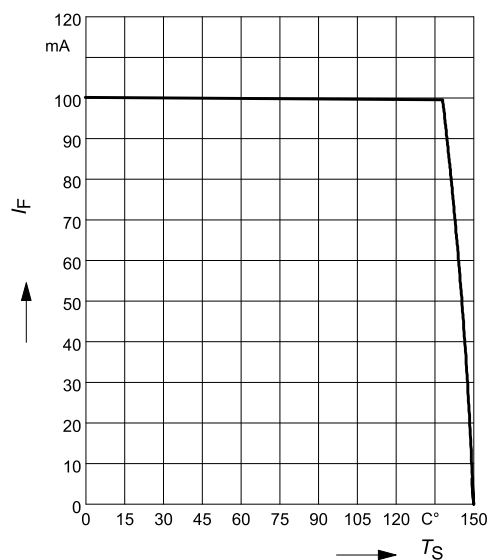
Forward current $I_F = f(T_S)$

BAR50-02L



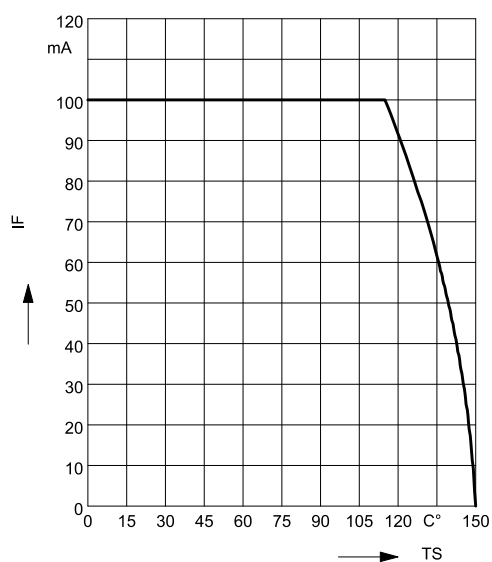
Forward current $I_F = f(T_S)$

BAR50-02V



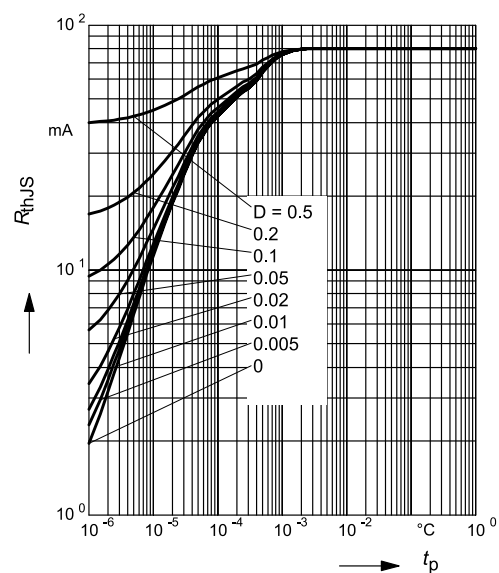
Forward current $I_F = f(T_S)$

BAR50-03W



Permissible Pulse Load $R_{thJS} = f(t_p)$

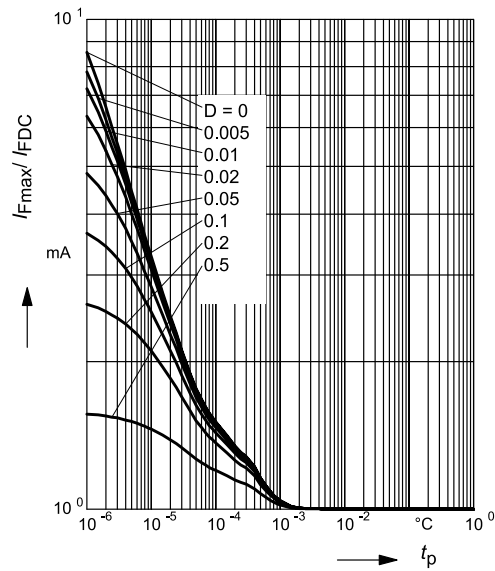
BAR50-02L



Permissible Pulse Load

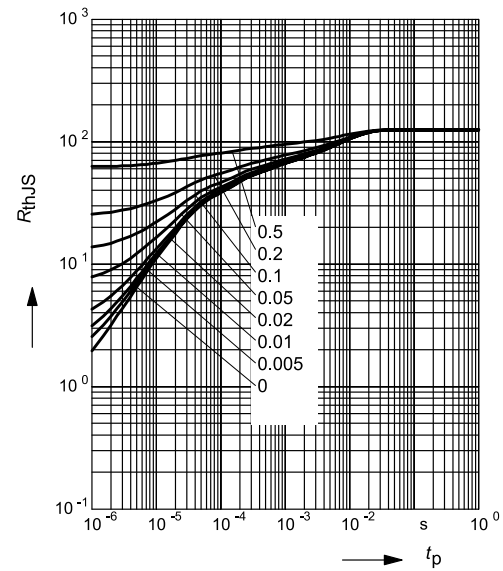
$$I_{Fmax}/I_{FDC} = f(t_p)$$

BAR50-02L



Permissible Pulse Load $R_{thJS} = f(t_p)$

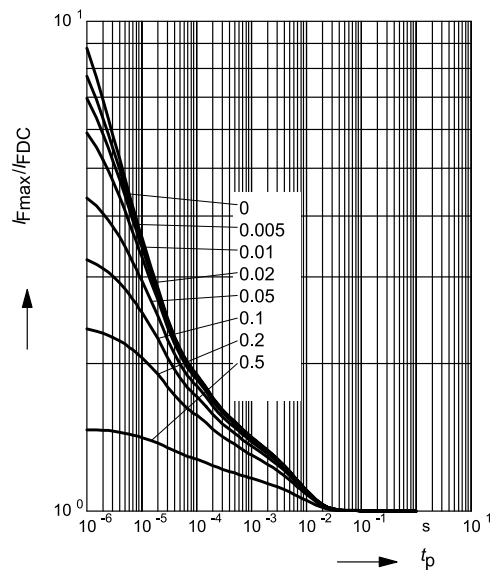
BAR50-02V



Permissible Pulse Load

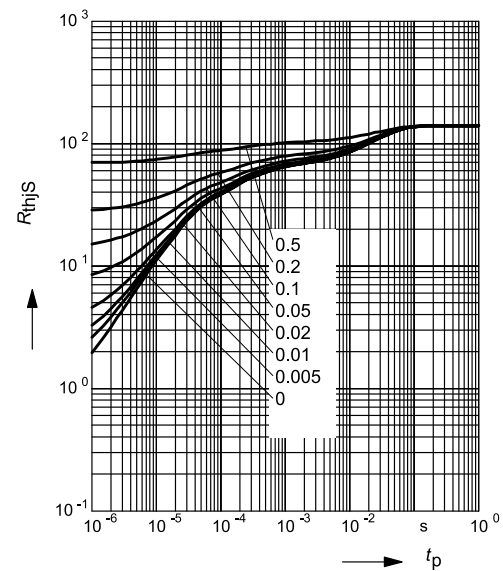
$$I_{Fmax}/I_{FDC} = f(t_p)$$

BAR50-02V



Permissible Pulse Load $R_{thJS} = f(t_p)$

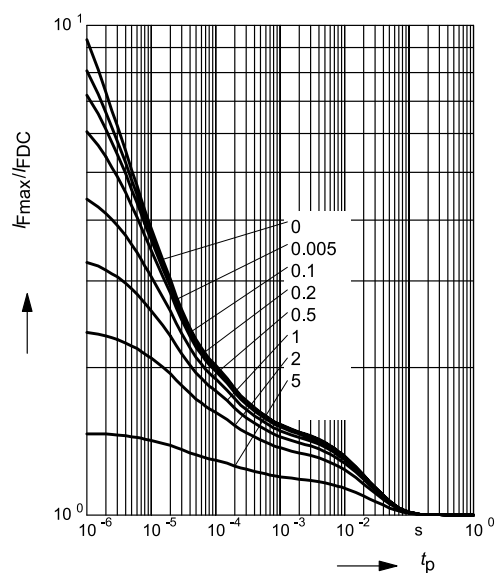
BAR50-03W



Permissible Pulse Load

$$I_{Fmax}/I_{FDC} = f(t_p)$$

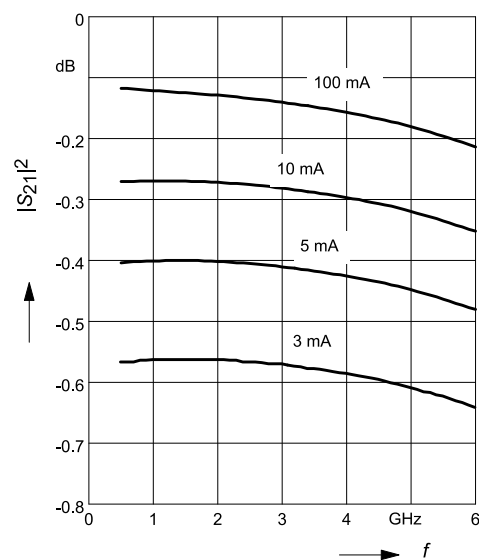
BAR50-03W



Insertion loss $I_L = -|S_{21}|^2 = f(f)$

I_F = Parameter

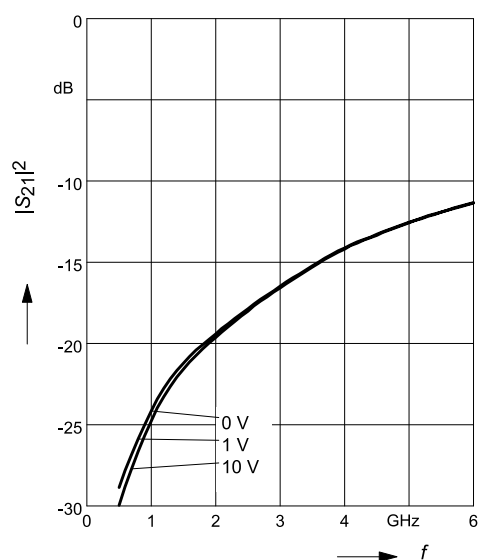
BAR50-02L in series configuration, $Z = 50\Omega$



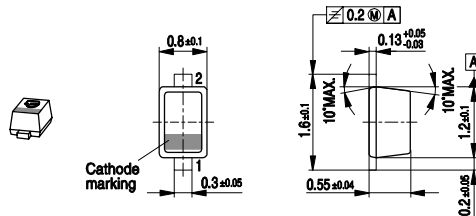
Isolation $I_{SO} = -|S_{21}|^2 = f(f)$

V_R = Parameter

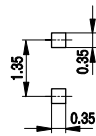
BAR50-02L in series configuration, $Z = 50\Omega$



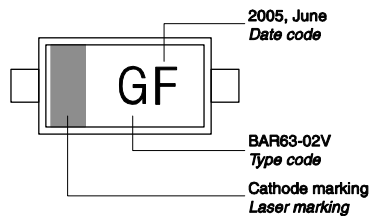
Package Outline



Foot Print

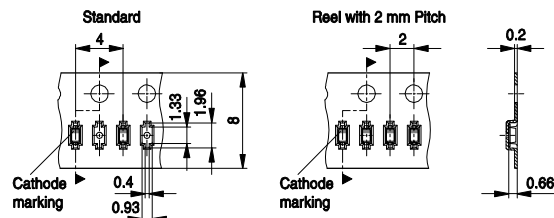


Marking Layout (Example)



Standard Packing

Reel ø180 mm = 3.000 Pieces/Reel
 Reel ø180 mm = 8.000 Pieces/Reel (2 mm Pitch)
 Reel ø330 mm = 10.000 Pieces/Reel

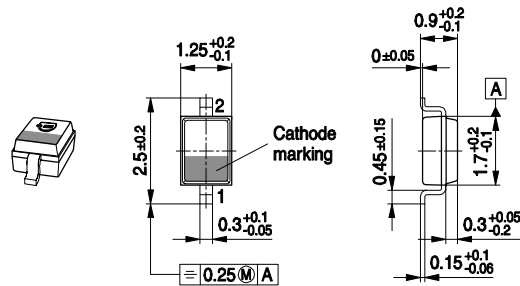


Date Code marking for discrete packages with one digit (SCD80, SC79, SC75¹⁾) CES-Code

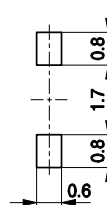
Month	2003	2004	2005	2006	2007	2008	2009	2010	2011	2012	2013	2014
01	a	p	A	P	a	p	A	P	a	p	A	P
02	b	q	B	Q	b	q	B	Q	b	q	B	Q
03	c	r	C	R	c	r	C	R	c	r	C	R
04	d	s	D	S	d	s	D	S	d	s	D	S
05	e	t	E	T	e	t	E	T	e	t	E	T
06	f	u	F	U	f	u	F	U	f	u	F	U
07	g	v	G	V	g	v	G	V	g	v	G	V
08	h	x	H	X	h	x	H	X	h	x	H	X
09	j	y	J	Y	j	y	J	Y	j	y	J	Y
10	k	z	K	Z	k	z	K	Z	k	z	K	Z
11	l	2	L	4	l	2	L	4	l	2	L	4
12	n	3	N	5	n	3	N	5	n	3	N	5

1) New Marking Layout for SC75, implemented at October 2005.

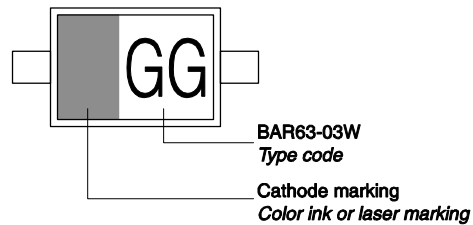
Package Outline



Foot Print

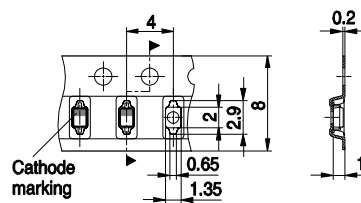


Marking Layout (Example)

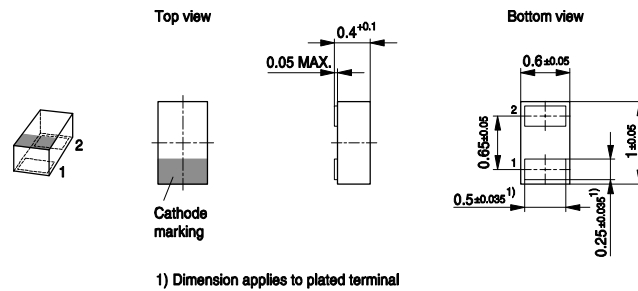


Standard Packing

Reel ø180 mm = 3.000 Pieces/Reel
Reel ø330 mm = 10.000 Pieces/Reel

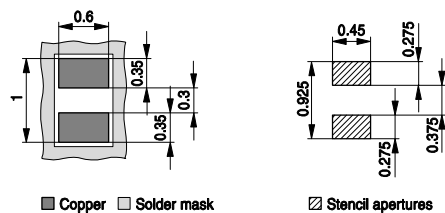


Package Outline

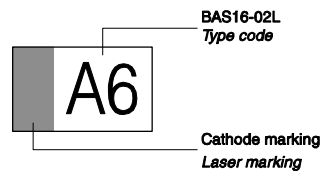


Foot Print

For board assembly information please refer to Infineon website "Packages"

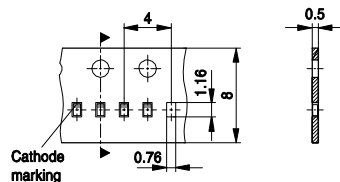


Marking Layout (Example)



Standard Packing

Reel ø180 mm = 15.000 Pieces/Reel
Reel ø330 mm = 50.000 Pieces/Reel (optional)



Edition 2009-11-16

**Published by
Infineon Technologies AG
81726 Munich, Germany**

**2009 Infineon Technologies AG
All Rights Reserved.**

Legal Disclaimer

The information given in this document shall in no event be regarded as a guarantee of conditions or characteristics. With respect to any examples or hints given herein, any typical values stated herein and/or any information regarding the application of the device, Infineon Technologies hereby disclaims any and all warranties and liabilities of any kind, including without limitation, warranties of non-infringement of intellectual property rights of any third party.

Information

For further information on technology, delivery terms and conditions and prices, please contact the nearest Infineon Technologies Office ([<www.infineon.com>](http://www.infineon.com)).

Warnings

Due to technical requirements, components may contain dangerous substances. For information on the types in question, please contact the nearest Infineon Technologies Office.

Infineon Technologies components may be used in life-support devices or systems only with the express written approval of Infineon Technologies, if a failure of such components can reasonably be expected to cause the failure of that life-support device or system or to affect the safety or effectiveness of that device or system. Life support devices or systems are intended to be implanted in the human body or to support and/or maintain and sustain and/or protect human life. If they fail, it is reasonable to assume that the health of the user or other persons may be endangered.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] V. G. Veselago, The electrodynamics of substances with simultaneously negative values of ϵ and μ , *Soviet Physics USPEKHI*, vol. 10, no. 14, pp. 509–514, January-February 1968.
- [2] E. Lheurette, Métamatériaux à indice négatif de réfraction : des micro-ondes aux fréquences térahertz, *HDR, Université de Lille 1*, Juin 2009.
- [3] Divitha Seetharamdoo, Étude des Métamatériaux à indice de réfraction négatif : paramètres effectifs et applications antennaires potentielles, *thèse de doctorat*, Université de Rennes 1, Janvier 2006.
- [4] Sylvain LANNÈBÈRE, Étude théorique de métamatériaux formés de particules diélectriques résonantes dans la gamme submillimétrique : magnétisme artificiel et indice de réfraction négatif, *thèse de doctorat*, Université de Bordeaux, Novembre 2011.
- [5] Mélusine Pigeon, Etude et réalisation d'antennes ultra-compactes à base de métamatériaux Application à la réalisation d'une antenne GNSS miniature, thèse de doctorat, Université de Toulouse, Novembre 2011.
- [6] Vincent BOUCHER, Modélisation des propriétés électromagnétiques des Métamatériaux à base de réseaux de fils ferromagnétiques PHD, Université de Montréal, Octobre 2010.
- [7] Nicolas GUTH, Nanostructures métalliques pour les Métamatériaux dans le visible : Apport de l'ellipsométrie généralisée à la compréhension de leurs propriétés optiques, Thèse, Université IERRE ET MARIE CURIE, Novembre 2012.
- [8] R. E. Camley and D. L. Mills, Surface polaritons on uniaxial antiferromagnets, *Physical Review B*, vol. 26, pp. 1280–1287, 1982.
- [9] J. B. Pendry, A. J. Holden, D. J. Robbins, and W. J. Stewart, Magnetism from conductors and enhanced nonlinear phenomena, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol.47, no. 11, pp. 2075–2084, November 1999.

- [10] D. R. Smith, W. J. Padilla, D. C. Vier, S. C. Nemat-Nasser, and S. Schultz, “Composite medium with simultaneously negative permeability and permittivity”, *Phys. Rev. Lett.*, vol. 84, no. 18, May 2000, pp. 4184-4187.
- [11] R. A. Shelby, D. R. Smith et S. Schultz, « Experimental verification of a negative index of refraction », *Science*, vol. 292, p. 77/79, 2001.
- [12] D. R. Smith, D. C. Vier, N. Kroll, and S. Schultz, Determination of effective permittivity and permeability of metamaterials from reflection and transmission coefficients, *Physical Review B*, vol. 65, no. 19, April 2002.
- [13] J. B. Pendry, A. J. Holden, D. J. Robbins, and W. J. Stewart, Low frequency plasmons in thin wire structures, *Journal of Physics : Condensed Matter*, no. 10, pp. 4785–4809, March 1998.
- [14] M. M. I. Saadoun and N. Engheta, A reciprocal phase shifter using novel pseudochira or Omega medium, *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 5, pp. 184–188, April 1992.
- [15] Griguer H. Marzolf E. Drissi M. Lalj H. Riouch F. « Design and Measurement of DNG Metamaterial for Tuneable Microwave Devices *IEEE MTT, MMS 2009*, Tanger (Maroc), 4p, 15- 17 novembre 2009.
- [16] Griguer H. Drissi M, Marzolf E. Lalj H. Riouch F. « Tuning of DNG Metamaterial superstrate for small and beam steering antenna, *META'2010*, Le Caire (Egypte), 4p, 22-25 février 2010.
- [17] G. V. Eleftheriades, A. K. Iyer et P. C. Kremer, Planar negative refractive index media using periodically L-C loaded transmission lines, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 50, p. 2702/2712, 2002.
- [18] Eleftheriades, G.V. , Grbic, A. ; Antoniades, M., “Negative-refractive-index transmission-line metamaterials and enabling electromagnetic applications”, *Antennas and Propagation Society International Symposium, IEEE*, Vol.2, p. 1399 – 1402, 2004.
- [19] C. Caloz et T. Itoh, Transmission line approach of left-handed (LH) materials and microstrip implementation of an artificial LH transmission line, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 52, p. 1159/1166, 2004.

- [20] C. Caloz et T. Itoh, Novel microwave devices and structure based on the transmission line approach of meta-materials, *IEEE MTT-S International Microwave Symposium* , Digest, 2003.
- [21] A. Lai, C. Caloz et T. Itoh, Composite right-left-handed transmission line metamaterials, *IEEE Microwave Magazine*, vol. 5 No. 3, p. 34/50, 2004.
- [22] C. Caloz, T. Itoh, “Electromagnetic Metamaterials: Transmission line theory and microwave applications”, *John Wiley & Sons*, New Jersey, 2006
- [23] H.V. Nguyen and Cristophe Caloz, “Dual-band CRLH branch-line coupler in MIM technology”, *IEEE Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 48, no. 11, November 2006, pp. 2331-2333
- [24] S.N.Burokur, Mise en oeuvre de métamatériaux en vue d’application aux circuits microondes et aux antennes. *Thèse de doctorat, Université de Nantes* N°366-223 2005.
- [25] J.Garrcia-.Garrcia, F.Martin, F.Falcone, J.Bonache, I.Gil, T.Lopetegi, M.A.G.Laso, M.Sorolla and R.Marqués, Spurious passband supression in microstrip coupled line band pass filters by means of split ring resonators, *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol.14, pp, 416-418, 2004
- [26] J.Garrcia-.Garrcia, F.Martin, F.Falcone, J.Bonache, J.D.Baena, I.Gil, E.Amat, T.Lopetegi, M.A.G.Laso, J.A.M.Itumendi, M.Sorolla and R.Marqués Microwave filters with improved stopband based on sub-wavelength resonators, *IEEE Transactions on Microwave theory and techniques*, vol.53,pp. 1997-2006, 2005.
- [27] J.Garrcia-.Garrcia, J.Bonache, F.Falcone, J.D.Baena, F.Martin, I.Gil, T.Lopetegi, M.A.G.Laso, A.Marcotegui, R.Marqués and M.Sorolla, Stepped-impédance lowpass filters with spurious passband suppression, *Electronics Letters*, vol.40, pp, 881-883, 2004
- [28] S. S. Karthikeyan and R. S. Kshetrimayum, “Harmonic suppression of parallel coupled microstrip line bandpass filter using CSRR”, *Progress In Electromagnetics Research Letters*, Vol. 7, 193–201, 2009
- [29] R.C. Hansen and Bruke, Antennas with Magneto-Dielectrics Substrate, *Microwave and Optical Technology Letters MOTL*, Vol 26, 75/78, 2000.
- [30] P.Ikonen, S.Maslovski, and S.Tretyakov, PIFA loaded with artificial magnetic material: practical example for two utilization strategies, *Microwave and Optical Technology Letters MOTL* ,Vol 46, p.205/210, 2005.

- [31] Pekka Ikonen, Stanislav Maslovski, Sergei Tretyakov, “ON ARTIFICIAL MAGNETO-DIELECTRIC SUBSTRATES WITH MICROSTRIP ANTENNAS: THE ROLE OF FREQUENCY DISPERSION”, *URSI General Assembly proceeding*, New Delhi, INDIA, 2005.
- [32] Pekka M. T. Ikonen , Stanislav I. Maslovski, Constantin R. Simovski, and Sergei A. Tretyakov, “On Artificial Magnetodielectric Loading for Improving the Impedance Bandwidth Properties of Microstrip Antennas” , *IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION*, VOL. 54, NO. 6, JUNE 2006.
- [33] A. Alù, F. Bilotti, N. Engheta, and L. Vegni, Sub-wavelength, compact, resonant patch antennas loaded with metamaterials, *IEEE Transactions on Antennas Propagation*, vol. 55, no. 1, pp. 13-25, January 2007.
- [34] F. Bilotti, L. Vegni, “FROM METAMATERIAL-BASED TO METAMATERIAL-INSPIRED MINIATURIZED ANTENNAS: A POSSIBLE PROCEDURE AND SOME EXAMPLES”, *URSI General Assembly proceeding*, Chicago, USA, 2008.
- [35] F. Bilotti, A. Alù, and L. Vegni, Design of miniaturized metamaterial patch antennas with μ negative loading, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 56, no. 6, pp. 1640_1647, June 2008.
- [36] H.GRIGUER, Conception et caractérisation des cellules Métamateriaux miniatures et agiles : applications aux antennes reconfigurables. *Thèse de doctorat, Université Européenne de Bretagne, INSA Rennes*, 2010.
- [37] R.W. Ziolkowski and A.D. Kipple, Application of Double Negative Materials to Increase the Power Radiated by Electrically Small Antennas, *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 51, No. 10 pp. 2626–2640, Oct. 2003.
- [38] R. W. Ziolkowski, “Applications of metamaterials to realize efficient electrically small antennas,” in *Programme and Abstracts of the EPFL LATSIS Symp.*, Lausanne, Switzerland, Feb. 28–Mar. 2 2005, pp. 65–67.
- [39] R. W. Ziolkowski, “ Metamaterials applications to electrically small antennas,” in *Proc. Loughborough Antennas and Propagation Conf.*, Loughborough, U.K., Apr. 4–6 2005, pp. 65–67

- [40] A. Erentok and R. W. Ziolkowski, "Dipole antennas enclosed in double negative (DNG) and single-negative (SNG) nested spheres: Efficient electrically small antennas," presented at the *IEEE AP-S Int. Symp. and USNC/URSI National Radio Science Meeting*, Washington, DC, Jul. 3–8, 2005.
- [41] A. Erentok and R. W. Ziolkowski, "Metamaterial-based realizations of efficient electrically small antennas," presented at the *URSI Radio Science Meeting*, Session B2, Boulder, CO, Jan. 2005.
- [42] R. W. Ziolkowski and A. D. Kipple, "Reciprocity between the effects of resonant scattering and enhanced radiated power by electrically small antennas in the presence of nested metamaterial shells," *Phys. Rev. E.*, vol. 72, 036602, September 2005.
- [43] R. W. Ziolkowski and Erentok, "Metmaterial-based efficient electrically small antenna ", *IEEE Trans, Antenna Propag*, AP-54, 2113-2130, July 2006.
- [44] R. W. Ziolkowski and Erentok, "At and beyond the chu limit: Passive and active broad bandwitch metamaterial-based efficient electrically small antenna", *IET Microw, Antenna Prop.*, 1, ,116-128, Feb. 2007.
- [45] A. Erentok and R. W. Ziolkowski, "Two-dimensional efficient metamaterial-inspired electrically-small antenna", *Microw, Opt. Tech. Lett.* , 49(7), 1669-1673, 2007.
- [46] A. Erentok and R. W. Ziolkowski, A hybrid Optimization Method to Analyse Metamaterial-Based Electrically Small Antennas ", *IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION*, VOL. 55, NO. 3, MARCH 2007
- [47] A. Erentok and R. W. Ziolkowski, "Metamaterial-inspired efficient electrically small antennas", *IEEE Trans. Antenna Propag.* 56, 691-707, Mar. 2008.
- [48] A. Erentok, P. L. Luljak and R. W. Ziolkowski, Characterization of a Volumetric Metamaterial Realization of an Artificial Magnetic Conductor for Antenna Applications, *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 53, No. 1 pp. 160–172, Jan. 2005.
- [49] R. W. Ziolkowski, "Metamaterial realizations of perfect magnetic conductors and their applications," in *Proc. USNC/URSI Nat. Radio Science Meeting Dig.*, vol. 1, San Antonio, TX, Jun. 16–21, 2002, p. 222.
- [50] R. W. Ziolkowski and Erentok , "A METAMATERIAL DESCRIPTION OF A VOLUMETRIC ARTIFICIAL MAGNETIC CONDUCTOR", *International Symposium on Electromagnetic Theory URSI EMTS*, P188-190, Piza, ITALY, Mai 2004.

- [51] C. A. Balanis, *Antenna Theory: Analysis and Design, 2nd ed. Communications.* New York: Wiley, 1997
- [52] Griguer H. E.Marzolf, M.Drissi, H.Lalj and F.Riouch,“Tuning of DNG Metamaterial superstrate for small and beam steering antenna”, *Applied Physics- A Journal (Special Issue)*, 4p, October 2010.
- [53] L. Liu, C. Caloz et T. Itoh, Dominant mode leaky-wave antenna with back_re-toend re scanning capability , *Electronics Letters*, vol. 38 No. 23, p. 1414/1416, 2002.
- [54] Hashemi, M. R. and T. Itoh, “Dual-mode leaky-wave excitation in symmetric composite right/left-handed structure with center vias," *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest* , 9-12, Anaheim, USA, May 2010.
- [55] Kang, M., C. Caloz, and T. Itoh, “Miniaturized MIM CRLH transmission line structure and application to backfire-to-endfire leaky-wave antenna," *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, Vol. 1, 827-830, 2010.
- [56] Ansoft HFSS, Pittsburg, PA 15219, USA
- [57] F. Falcone, T. Lopetegi, J. D. Baena, R. Marqués, F. Martín, and M.Sorolla, “Effective negative epsilon stopband microstrip lines based on complementary split ring resonators,” *IEE Microw.Wireless Compon. Lett.*, vol. 14
- [58] Ahmadi, A.and H.Mosallaei, Physical configuration and performance modeling of all-dielectric metamaterials, *Phys. Rev.B*, Vol.77, 045104, 2008.
- [59] E. Ekmekci and G. Turhan-Sayan, Comparative investigation of resonance characteristics and electrical size of the double-sided SRR, BC-SRR and conventional SRR type metamaterials for varying substrate parameters, *Progress in Electromagnetic Research B PIERS*, vol. 12, pp. 35–62, 2009.
- [60] M. F. Wu, F. Y. Meng, and Q. Wu, A Compact Equivalent Circuit Model for the SRR Structure in Metamaterials, *IEEE APMC Proceeding*, 2005.
- [61] Q. Wu, M.F. Wu, F.Y. Meng, J. Wu, and L.Li, Modeling the Effects of an Individual SRR by Equivalent Circuit Method, *2005 IEEE AP-S International Symposium and USNC / URSI National Radio Science Meeting*, July 3-8, 2005, Washington, DC.

- [62] J.D.Baena, J.Bonache, F.Martín, R.M. Sillero, F.Falcone, T.Lopetegi, M.A. G. Laso, J.García, I.Gil, M.F.Portillo and M.Sorolla, Equivalent-Circuit Models for Split-Ring Resonators and Complementary Split-Ring Resonators Coupled to Planar Transmission Lines, *IEEE Transactions on Microwaves Theory and Techniques*, vol.53 No. 4, p. 1451/1461, 2005.
- [63] T. Hand, S.A. Cummer, and N. Engheta, The Measured Electric Field Spatial Distribution Within a Metamaterial Subwavelength Cavity Resonator, *IEEE Transactions on Wireless Propagation* 55, No. 6, June 2007
- [64] T. Hand and S.A. Cummer, Frequency Tunable Electromagnetic Metamaterial Using Ferroelectric Loaded Split Rings, *Journal of Applied Physics* 103 7, 2008.
- [65] L. Boccia, G. Amendola, and G. Di Massa, "Performance improvement for a varactor loaded reflectarray element," in *Proc. EuCAP*, Nov. 2007, pp. 1–3.
- [66] T. H. Hand and S. A. Cummer, "Controllable magnetic metamaterial using digitally addressable split-ring resonators," *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 8, pp. 262–265, 2009.
- [67] T. H. Hand and S. A. Cummer, "Reconfigurable Reflectarray Using Addressable Metamaterials", *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 9, 2010.
- [68] T. Hand and S.A. Cummer, Characterization of Tunable Metamaterial Elements Using MEMS Switches, *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters* 6, 2007.
- [69] T. Hand, Design and applications of frequency tunable and reconfigurable Metamaterials, Phd, DUKE UNIVERSITY, 2009, 208 pages; 3350280
- [70] www.home.agilent.com.
- [71] Jia-Shen G. Hong, M. J. Lancaster, Microstrip Filters for RF/Microwave Applications, John Wiley & Sons, 2001, ISBN 0471-38877-7
- [72] S. Honda, M. Ito, H. Seki, and Y. Jinbo, A disc monopole antenna with 1:8 impedance bandwidth and omnidirectional radiation pattern, *Proc ISAP'92, Sapporo*, Japan, 1992, pp. 1145 1148.
- [73] P. P. Hammoud and F. Colomel, "Matching the input impedance of a broadband disc monopole," *Electron. Lett.*, vol. 29, pp. 406–407, Feb. 1993.

- [74] Narayan Prasad Agrawall, Girish Kumar, and K. P. Ray, Wide-Band Planar Monopole Antennas, *IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION*, VOL. 46, NO. 2, FEBRUARY 1998.
- [75] M. J. Ammann, "Square planar monopole antenna," in *Proc. Inst. Elect. Eng. Nat. Conf. Antennas Propag.* U.K., 1999, pp. 37-40.
- [76] P. V. Anob, K. P. Ray, and G. Kumar, "Wideband orthogonal square monopole antennas with semi-circular base," in *IEEE Antennas Propag. Soc. Int. Symp. Dig.* , Boston, MA, 2001, pp. 294-297
- [77] M. J. Ammann, " Control of the impedance bandwidth of wideband planar monopole antennas using a beveling technique," *Microwave Opt. Technol. Lett.*, vol. 30, pp. 229-232, Aug. 2001
- [78] Z. N. Chen, M. J. Ammann, and M. Y. W. Chia, " Broadband square annular planar monopoles," *Microwave Opt. Technol. Lett.*, vol. 36, pp. 449-454, Mar. 2003.
- [79] M. J. Ammann and Z. N. Chen, "A wide-band shorted planar monopole with bevel, " *IEEE Trans. Antennas Propag.* , vol. 51, no. 4, pp. 901-903, Apr. 2003
- [80] M. J. Ammann and Z. N. Chen, "Wideband monopole antennas for multi-band wireless systems, " *IEEE Antennas Propag. Mag.* , vol. 45, pp. 146-150, Apr. 2003.
- [81] S. W. Su, K. L. Wong, and C. L. Tang, "Ultra-wideband square planar monopole antenna for IEEE 802.16a operation in the 2–11 GHz band, " *Microw. Opt. Technol. Lett.* , vol. 42, no. 6, pp. 463-466, Sep. 2004.
- [82] Kin-Lu Wong, Chih-Hsien Wu, and Saou-Wen, "Ultrawide-Band Square Planar Metal-Plate Monopole Antenna With a Trident-Shaped Feeding Strip", *IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION*, VOL. 53, NO. 4, APRIL 2005.
- [83] H. Schantz, *The Art and Science of Ultrawideband Antennas*, Artech House, Boston, Mass, USA, 2005.
- [84] M. J. Ammann, L. E. Doyle, "Small Planar Monopole covers Multiband BRANs", *European Microwave Conference*, pp. 1-4, October 2000.
- [85] M. J. Ammann and Zhi Ning Chen, "An Asymmetrical feed arrangement for improved impedance bandwidth of planar monopole antennas", *Microwave and Optical technology letters*, Vol. 40, No. 2, pp. 156-158, January 2004.

- [86] Saou-Wen Su, Kin-Lu Wong, Chia-Lun Tang, "Ultra wideband square planar monopole antenna for IEEE 802.16a operation in the 2-11 GHz band", *Microwave and Optical technology letters*, Vol. 45, No. 2, pp. 124-126, April 2005.
- [87] Jianming Qiu, Zhengwei Du, Jianhua Lu, and Ke Gong, "A case study to improve the impedance bandwidth of a planar monopole", *Microwave and Optical technology letters*, Vol. 42, No. 6, pp. 463-466, September 2004.
- [88] M. A Peyrot-Solis, H. Jardon-Aguilar, "Ultra wideband planar monopole antenna for operation in the 3-20 GHz band", *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, pp. 97- 100, June 2005.
- [89] M. J. Ammann, R. Sierra Cordoba, M. Uzelac, J. A. Evans, and A. T. Schwarzbacher, "On pattern stability of the crossed planar monopole", *Microwave and Optical technology letters*, Vol. 40, No. 4, pp. 294-296, February 2004.
- [90] K.-L. Wong, Y.-W. Chi and C.-H. Wu," Wideband tri-plate monopole antenna", *Electronics letters*, Vol. 40, No. 24, pp. 1517-1519, November 2004.
- [91] www.ietr.fr
- [92] David M.pozar, Daniel H.Schaubert, The Analysis of Design of Microstrip Antenna and Arrays, Wiley-IEEE Press, May 1995, ISBN: 978-0-7803-1078-0.
- [93] FCC Spectrum Policy Task Force, Report of the Spectrum Efficiency Working Group, FCC, Tech. Rep, 2002.
- [94] J. Mitola and G. Q. Maguire, Cognitive radio: Making software radios more personal, IEEE Personal Communications, vol. 6, no.4, pp. 13-18, Aug. 1999.
- [95] J. Mitola, "Cognitive Radio for Flexible Mobile Multimedia Communications ", *Mobile Multimedia Communications, IEEE International Workshop on*, page 3-10. (1999).
- [96] Joseph Mitola, "An Integrated Agent Architecture for Software Defined Radio", Phd.dissertation, Royal Institute of Technology,Sweden, Mai 2000.
- [97] J. Mitola, "Cognitive Radio Architecture", *John Wiley*, New York, 2006

[98] P.Gardner, M.R.Hamid, P.S. Hall, J.Kelly, F.Ghanem and E.Ebrahimi, Reconfigurable antennas for cognitive radio: requirements and potential design. IET seminar on wideband, multiband, antennas and arrays for civil or defence applications, March 2008, London, UK.

[99] P. S. Hall, P. Gardner, J. Kelly, E. Ebrahimi, M. R. Hamid, and F. Ghanem, "Antenna challenges in cognitive radio," (invited paper) in Proc. ISAP 08, Taiwan, Oct. 2008.

Production Scientifique et Valorisation

- Brevets

Griguer H. Drissi M. Marzolf E. Lalj H. (INSA de Renens, EMSI Rabat et CNRS) “Antenne miniature reconfigurable” Demande de Brevet prioritaire, *INPI*, FR09.05074

- Prix et distinctions

Griguer H. Drissi M. Lalj H. << Développement d’outils de conception et caractérisation de dispositifs micro-ondes chargés par des cellules Métamatériaux reconfigurables (O2CDMCMR) >> *Prix du concours national de l’innovation*

- Publications Journal

- [1] H. LALJ , H. GRIGUER , M. DRISSI, “Design of Reconfigurable Band Notches Antenna for Cognitive Radio Applications”, accepted at *Wireless Engineering and Technology*, ISSN: 2152-2308, Janvier 2014
- [2] H. LALJ , H. GRIGUER , M. DRISSI, “Very Compact Bandstop Filters based on Miniaturized Complementary Metamaterial Resonators”, *Wireless Engineering and Technology*, ISSN: 2152-2308, PP. 101-104, Vol 4, April 2013
- [3] Griguer H. E.Marzolf, M.Drissi, H.Lalj and F.Riouch, “Tuning of DNG Metamateria superstrate for small and beam steering antenna”, *Applied Physics- A Journal: Materials Science & Processing (Special Issue: Physics and Astronomy)*, DOI10.1007/s00339-011-6252-0, ISSN: 1432-0630 Janvier 2011.
- [4] Griguer H. E.Marzolf, M.Drissi, H.Lalj and F.Riouch, “Tuning of DNG Metamaterial superstrate”, accepted at *International Journal of Telecommunications*, ISSN: 2042-8839– Octobre 2010.

Communications parues avec comité de lecture :

Conférences internationales (session invitée)

- [5] Lalj H. Griguer H. Drissi M. “Very Compact Bandstop Filter based on Miniaturized Metamaterial Resonators” Invited session *Progress In Electromagnetics Research Symposium PIERS, Marrakech*, 20-23 March, 2011
- [6] Drissi M. Griguer H. , LALJ H. “ What could bring the near field technique to the design of the microwave metamaterial devices? “Invited paper, *Progress In Electromagnetics Research Symposium PIERS, Marrakech*, 20-23 March, 2011
- [7] Griguer H. Drissi M, Marzolf E. Lalj H. Riouch F. « Tuning of DNG Metamaterial superstrate for small and beam steering antenna” Special session, *META '2010*, Le Caire (Egypte), 4p, 22-25 février 2010.
- [8] Griguer H. Marzolf E. Drissi M. Lalj H. Riouch F. « Design and Measurement of DNG Metamaterial for Tuneable Microwave Devices ”Invited Session, *IEEE MTT, MMS 2009*, Tanger (Maroc), 4p, 15- 17 novembre 2009.

Conférences internationales

- [9] H. LALJ , H. GRIGUER , M. DRISSI, “Design of Multi Reconfigurable Band Notches Antenna for Cognitive Radio Applications”, *Assembly and Scientific Symposium, China* , Aout 2014 (Prix du Young Scientist Award de l'URSI)
- [10] H. GRIGUER , H. LALJ , M. DRISSI, Fatima Riouch , “NOVEL SELECTIVE CHANNELS, NARROW-BAND AND COMPACT INSPIRED-METAMATERIAL ANTENNA FOR THE COGNITIVE RADIOS”, *General Assembly and Scientific Symposium, China* , Aout 2014.
- [11] Lalj H. Griguer H. Drissi M. “Compact Bandstop Filter based on Complementary Metamaterial Resonators” *Colloque International Telecom'2011 & 7èmes JFMMA*, Tanger (Maroc), 16-18 Mars, 2011

- [12] Lalj H. Griguer H. Drissi M. "Filtre microondes Reject-band à base des Métamatériaux" *Congrès Méditerranéen des Télécoms (CMT2010)*, Casablanca (Maroc), 4p, mars 2010.
- [13] Griguer H. Lalj H, Drissi M. « SRR Miniaturization for Patch antenna stacked with metamaterial substrat" *Fourth International Congress on Advanced Electromagnetic Materials in Microwaves and Optics, Metamaterials 2010*, ISBN 978-952-92-7734-6 , 2p, 13-17 Septembre 2010.
- [14] Griguer H. Marzolf E. Lalj H. Riouch F. Drissi M. « Investigation and Design of 3D Metamaterial for the Enhancement of Patch Antenna Radiation" *IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and USNC-URSI National Radio Science Meeting*, ISBN: 978-1-4244-3647-7, Charleston (USA), 4p, 1-5 juin 2009.
- [15] Griguer H. Lalj H. Marzolf E. Riouch F. Drissi M. « Patch Antenna Bandwidth Enhancement through the Use of Metamaterials" *16th IEEE International Conference on Telecommunications (ICT 2009)*, ISBN: 978-1-4244-2936-3, Pp. 323- 327, Marrakech (Maroc), 25-27 mai 2009.
- [16] H.Lalj, H.Ammor, M.Drissi, Griguer H, « Méthode de caractérisation des circuits en champs proche » *Colloque international TELECOM'2007 et 5eme journée Franco-Maghrébine des micro-ondes et leurs applications*, Fès, Maroc, 2007 .

Conférences nationales

- [17] Griguer H. Drissi M. Marzolf E. Lalj H. Riouch F « Technique de Caractérisation des Métamatériaux volumiques sous guide d'ondes EM » *11èmes Journées de Caractérisation Microondes et Matériaux*, Brest (France), 4p, 31 mars-2 avril 2010
- [18] Griguer H. Drissi M. Marzolf E. Lalj H. Riouch F. « Utilisation du Métamatériau DNG pour l'amélioration des performances radioélectriques d'antennes » *GDR-Ondes GT5*, Paris (France), 4p, 13 mai 2009

Résumé

Les structures de base de méta-matériaux nourrissent une alternative technologique prometteuse qui vise à répondre à de nouvelles contraintes de miniaturisation et de performances radioélectriques des systèmes reconfigurables à bas coût.

Les travaux de cette thèse reposent sur l'association des cellules Métamateriaux unitaires sub-longueurs d'ondes miniatures et agiles, selon des conditions d'excitation électromagnétique en champ proche, à des dispositifs micro-ondes planaires afin de réaliser de nouvelles structures de filtres et de systèmes antennaires reconfigurables.

Après une présentation de l'état de l'art, sur à la fois le concept des Métamateriaux micro-ondes et des modèles de filtres et d'antennes à base des Métamateriaux, nos travaux proposent ensuite sur quatre orientations. La première a trait à l'ingénierie de conception et de simulation électromagnétique des cellules unitaires Métamateriaux, ainsi qu'à l'étude de la miniaturisation et de l'agilité des paramètres électriques.

La deuxième orientation est consacrée à la réalisation de nouveaux modèles de filtres agiles basés sur le chargement d'une ligne microruban par des résonateurs sub-longueurs d'onde. Deux modèles de filtres sont développés et validés expérimentalement. Le premier concerne un filtre coupe bande basée sur l'association d'une ligne microruban à des résonateurs de type SRR. Selon le même modèle, un filtre passe bande basé sur une ligne microruban associée à deux cellules résonantes à deux fréquences différentes est proposé. Le deuxième modèle concerne un filtre coupe bande à base d'une ligne microruban chargée par des cellules CSRR, une étude de miniaturisation de ce modèle a été présentée et utilise aussi bien l'optimisation des paramètres géométriques qu'électriques ; un facteur de réduction de 5 est obtenu par rapport au filtre coupe bande de base. Les techniques d'agilité étudiées sont basées sur le chargement de la cellule par des éléments électroniques actifs tels que les diodes PIN et Varactor qui sont logés en des positions appropriées. Les résultats obtenus ont montré une variation intéressante des paramètres du filtre en fonction de la tension de polarisation des diodes.

La troisième orientation de la thèse vise à introduire de nouveaux modèles d'association en champ proche entre une antenne monopole ULB et des cellules Métamatériaux de type SRR et CSRR. Ces nouveaux modèles ont pour objectif de répondre à des verrous technologiques en termes de reconfigurabilité spectrale tout en préservant le caractère faible encombrement de l'antenne. Le premier modèle proposé concerne une antenne monopole associée à des cellules SRR imprimées sur le substrat à proximité de la ligne d'alimentation de l'antenne. Les résultats théoriques et expérimentaux confirment le comportement coupe bande autour de la fréquence de résonance de la cellule, et une stabilité des performances de rayonnement sur le reste de la bande passante de l'antenne de référence. Pour Le deuxième modèle, le monopole rayonnant est directement chargé par les cellules SRR et CSRR. Après optimisation des conditions d'alimentation des cellules, les résultats de simulation confirment à la fois le comportement coupe bande autour de la fréquence de résonance de la cellule et la stabilité de rayonnement.

La dernière orientation concerne la réalisation de deux nouveaux systèmes antennaires à multi contraintes fréquentielles, pour le besoin de la Radio cognitive. Le premier système est basé sur une antenne monopole et des cellules SRR agiles. Les résultats de mesure et de simulation ont montré l'obtention d'un comportement ULB avec des deux bandes filtrées reconfigurables. Le deuxième nouveau système tente de répondre aux exigences antennaires de la technologie radio cognitive. L'ensemble des résultats obtenus ont montré une flexibilité de passage du mode antenne-capteur (ULB) à une antenne de communication à bande étroite reconfigurable.

Mots clés : cellules Métamatériaux, Miniaturisation, agilité, champ proche, Antennes reconfigurables.

AVIS DU JURY SUR LA REPRODUCTION DE LA THESE SOUTENUE

Titre de la thèse:

Conception et caractérisation de filtres et systèmes antenaires reconfigurables chargés par des résonateurs
Métamatériaux sub-longueurs d'onde

Nom Prénom de l'auteur : LALJ HICHAM

Membres du jury :

- Monsieur DRISSI M'HAMED
- Monsieur SHARAIHA ALA
- Madame BAJON Damienne
- Monsieur ESSAAIDI Mohamed
- Monsieur FOUAD HANNA Victor
- Monsieur Griguer Hafid

Président du jury : *Sharaiha Ala*

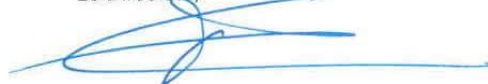
Date de la soutenance : 14 Avril 2014

Reproduction de la these soutenue

- ☒ Thèse pouvant être reproduite en l'état
☐ Thèse pouvant être reproduite après corrections suggérées

Fait à Rennes, le 14 Avril 2014

Le Directeur,



M'hamed DRISSI

Signature du président de jury



Résumé

Les structures de base de Métamatériaux nourrissent une alternative technologique prometteuse qui vise à répondre à de nouvelles contraintes de miniaturisation et de performances radioélectriques des systèmes reconfigurables à bas coût. Les travaux de cette thèse reposent sur l'association des cellules Métamatériaux unitaires sub-longueurs d'ondes miniatures et agiles, selon des conditions d'excitation électromagnétique en champ proche, à des dispositifs micro-ondes planaires afin de réaliser de nouvelles structures de filtres et de systèmes antennaires reconfigurables. Après une présentation de l'état de l'art, sur à la fois le concept des Métamatériaux micro-ondes et des modèles de filtres et d'antennes à base des Métamatériaux, nos travaux proposent ensuite quatre orientations. La première a trait à l'ingénierie de conception et de simulation électromagnétique des cellules unitaires Métamatériaux, ainsi qu'à l'étude de la miniaturisation et de l'agilité des paramètres électriques. La deuxième orientation est consacrée à la réalisation de nouveaux modèles de filtres agiles basés sur le chargement d'une ligne microruban par des résonateurs sub-longueurs d'onde. Deux modèles de filtres sont développés et validés expérimentalement. Le premier concerne un filtre coupe bande basé sur l'association d'une ligne microruban et des résonateurs de type SRR. Selon le même modèle, un filtre passe bande basé sur une ligne microruban associée à deux cellules résonantes à deux fréquences différentes est proposé. Le deuxième modèle concerne un filtre coupe bande à base d'une ligne microruban chargée par des cellules CSRR, une étude de miniaturisation de ce modèle a été présentée et utilise aussi bien l'optimisation des paramètres géométriques qu'électriques. Les techniques d'agilité étudiées sont basées sur le chargement de la cellule par des éléments électroniques actifs tels que les diodes PIN et Varactor qui sont logés en des positions appropriées. Les résultats obtenus ont montré une variation intéressante des paramètres du filtre. La troisième orientation de la thèse vise à introduire de nouveaux modèles d'association en champ proche entre une antenne monopole ULB et des cellules Métamatériaux. Le premier modèle proposé concerne une antenne monopole associée à des cellules SRR imprimées sur le substrat à proximité de la ligne d'excitation de l'antenne. Les résultats théoriques et expérimentaux confirment le comportement coupe bande autour de la fréquence de résonance de la cellule, et une stabilité des performances de rayonnement sur le reste de la bande passante de l'antenne de référence. Pour Le deuxième modèle, le monopole rayonnant est directement chargé par les cellules SRRs et CSRRs. Après optimisation des conditions d'alimentation des cellules, les résultats de simulation confirment à la fois le comportement coupe bande autour de la fréquence de résonance de la cellule et la stabilité de rayonnement. La dernière orientation concerne la réalisation de deux nouveaux systèmes antennaires à multi contraintes fréquentielles, pour le besoin de la Radio cognitive. Le premier système est basé sur une antenne monopole et des

Abstract

The basic structures of metamaterial nourish a promising alternative technology, which aims to meet new demands of miniaturization and performance of reconfigurable radio systems. The work of this thesis based on the combination of miniature and agile cells, according to excitation conditions in the near-field electromagnetic, and a planar microwave devices to achieve a new structure of filters and reconfigurable antenna systems. After a presentation of the state of the art, on both the concept of metamaterial microwave and models of filters and antennas based on metamaterial, our work then propose four orientations. The first relates to the engineering design and simulation of electromagnetic metamaterial unit cells, and the study of miniaturization and agility of the electrical parameters. The second orientation is devoted to the realization of new models of filters based on loading the microstrip line with metamaterial resonators. Two filter models are developed and validated experimentally. The first concerns a band stop filter based on the combination of a microstrip line and SRR resonator. According to the same model, a band-pass filter based on a microstrip line associated with two cells in two different resonant frequencies is proposed. The second model provides a band stop filter based on a microstrip line loaded with CSRR cells, a study miniaturization of this model was presented and used both geometric and electrical optimization of parameters. The agility techniques studied are based on the loading of the cell by active electronic elements such as PIN and varactor diodes which are inserted in appropriate positions. The obtained results showed an interesting variation of the filter parameters. The third focus of the thesis is to introduce new models of association in the near-field, between UWB monopole antenna and metamaterial. The first model relates a monopole antenna associated with SRR cells printed in the substrate close to the excitation line of the antenna. The theoretical and experimental results confirm the behavior stop band around the cell resonance frequency, and a stable performance of radiation in the rest of the reference antenna bandwidth. For the second model the monopole is loaded by the SRRs CSRRs cells. After optimization of the cells excitation conditions, the simulation results confirm both the stop band behavior around the cell resonance frequency and the stability of the radiation pattern. The latest orientation concerns the realization of two new antenna systems with multi frequency constraints for cognitive radio application. The first system is based on a monopole antenna and tunable SRRs cells. The measurement and simulation results show a UWB behavior with two reconfigurable and controllable filtered bands. The second new systems tempt to reply the antennas systems requirements used in the cognitive radio. All results showed a flexibility of switching from antenna-sensor (ULB) to a communication antenna with tunable and controllable narrow band.